

Jefferson William Zanotti

**RASTREADOR DE MÁXIMA POTÊNCIA PARA  
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS UTILIZANDO O MÉTODO DA  
IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA DE CONVERSORES  
ESTÁTICOS**

Dissertação submetida ao  
Programa de Pós-Graduação da  
Universidade Federal de Santa  
Catarina para a obtenção do grau de  
Mestre em Engenharia Elétrica.  
Orientador: Prof. Dr. Denizar Cruz  
Martins

Florianópolis  
2014

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Zanotti, Jefferson William

Rastreador de máxima potência para sistemas  
fotovoltaicos utilizando o método da impedância  
característica de conversores estáticos / Jefferson William  
Zanotti ; orientador, Denizar Cruz Martins - Florianópolis,  
SC, 2014.

248 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa  
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Método da impedância  
característica. 3. Rastreador do ponto de máxima potência.  
4. Conversores estáticos de potência. 5. Módulos  
fotovoltaicos. I. Martins, Denizar Cruz. II. Universidade  
Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica. III. Título.

Jefferson William Zanotti

**RASTREADOR DE MÁXIMA POTÊNCIA PARA  
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS UTILIZANDO O MÉTODO DA  
IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA DE CONVERSORES  
ESTÁTICOS**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 06 de Junho de 2014

---

Prof. Carlos Galup Montoro, Dr.

Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**Banca Examinadora:**

---

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Orientador - UFSC

---

Prof. Adriano Péres, Dr.

Universidade Regional de Blumenau – FURB

---

Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

Instituto Federal de Santa Catarina – IFSC

---

Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.

Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC





*Eu dedico este trabalho,  
Ao meu pai Valdir Zanotti,  
À minha mãe Sandra Engler Zanotti  
E ao meu irmão Jonathan Christopher Zanotti.*



## AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à Deus por ter me dado força e sabedoria nos momentos de decisão.

Ao meu orientador Professor Denizar Cruz Martins, pela dedicação, extrema competência, amizade e conselhos nas escritas e apresentações dos artigos publicados nos congressos.

Aos meus extraoficialmente coorientadores e amigos Walbermark Marques dos Santos, Roberto Francisco Coelho e Eduardo Valmir de Souza, por toda a ajuda no projeto teórico e principalmente prático, onde o conhecimento deles foi indispensável para a realização deste trabalho.

Aos membros da banca pelas revisões e contribuições que elevam o nível técnico desta nova proposta.

Aos demais professores do INEP, Arnaldo José Perin, Ênio Valmor Kassick, Ivo Barbi, Marcelo Lobo Heldwein e Samir Ahmad Mussa, pelos ensinamentos transmitidos ao longo destes dois anos.

Aos amigos de mestrado, André Andreta, Delvanei G. Bandeira Jr., Marcos J. Jacoboski, Rafael G. Faust, Rafael H. Eckstein, Rodrigo José Piontkewicz e Rômulo Schweitzer, pela amizade e companheirismo construído.

À equipe técnica, Antônio Luiz Schalata Pacheco e Luiz Marcellus Coelho, pelos ensinamentos da montagem do conversor.

Aos demais amigos e funcionários do INEP, pela amizade e pelos auxílios prestados durante todo o período do mestrado.

A toda a minha família, meu pai Valdir Zanotti, minha mãe Sandra Engler Zanotti, meu irmão Jonathan Christopher Zanotti e minha querida vó Gertrudes Zanotti.

Enfim, a todos aqueles que contribuíram de alguma forma para a realização desta pesquisa.



*“Jamais o Sol vê a sombra”  
(Leonardo da Vinci)*



## RESUMO

Este trabalho introduz uma nova técnica de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) para sistemas fotovoltaicos (FV), denominada método da Impedância Característica, que utiliza originalmente apenas um sensor de tensão para mensurar a tensão de saída do módulo FV. Uma breve análise dos principais métodos consolidados de MPPT é exposta, onde após o decorrer da análise da técnica proposta as principais diferenças entre os métodos são identificadas. O modelo elétrico do módulo FV é conectado ao modelo representativo do conversor CC-CC (Corrente Contínua para Corrente Contínua) e utilizando o teorema da máxima transferência de potência (MTP) a equação geral de rastreamento é adquirida. O conversor Zeta operando em modo de condução contínua (MCC) é analisado, projetado e utilizado para comprovar a dinâmica do método através de diversos testes, citam-se como exemplos o degrau de carga, diferentes níveis de degraus de irradiância e alguns degraus de temperatura. Para validar a parte teórica, um conversor Zeta de 1400 W com tensão de entrada de 180 V e tensão de saída de 400 V é construído, e utilizando uma fonte CC programável, específica para simular o comportamento do módulo FV, a maioria dos testes teóricos é refeita na prática, comprovando o desempenho do método da Impedância Característica para rastrear o ponto de máxima potência (MPP). Os resultados experimentais confirmam o funcionamento da técnica de MPPT, evidenciando suas características, vantagens e desvantagens para cada situação particular observada durante os testes.

**Palavras-chave:** Rastreamento do Ponto de Máxima Potência, MPPT, conversor CC-CC Zeta, Sensor de Tensão, Módulo FV, Impedância Característica.





## ABSTRACT

This work introduces a new technique for the maximum power point tracking (MPPT) for photovoltaic (PV) systems, called the characteristic impedance method, which originally uses a single voltage sensor to measure the output voltage of the PV module. A brief analysis of the main consolidated MPPT methods is exposed, where after the course of analysis of the proposal technique the major differences between those methods are identified. The electrical model of the PV module is connected to the representative model of the DC-DC (Direct Current to Direct Current) converter and using the maximum power transfer theorem (MTP) the general tracking equation is acquired. Zeta converter operating in continuous conduction mode (CCM) is analyzed, designed and used to demonstrate the dynamics of the method through several tests, citing as examples the load step, different levels of irradiance steps, and some temperature steps. To validate the theoretical analysis, a Zeta converter rated at 1400 W with input voltage of 180 V and output voltage of 400 V was constructed, and using a DC source, specific to simulate the behavior of the PV module, most theoretical tests are redone, proving the performance of the characteristic impedance method to track the maximum power point (MPP). The experimental results confirm the function of the MPPT technique, highlighting their features, advantages and disadvantages for each particular situation observed during tests.

**Keywords:** Maximum Power Point Tracking, MPPT, Zeta DC-DC converter, Voltage Sensor, Module PV, Characteristic Impedance.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Fluxograma do método da Tensão Constante. ....	44
Figura 2.2 – Fluxograma do método Perturba e Observa. ....	45
Figura 2.3 – Fluxograma do método da Condutância Incremental. ....	47
Figura 2.4 – Fluxograma do método Beta. ....	48
Figura 2.5 – Fluxograma do método da Oscilação do Sistema. ....	49
Figura 2.6 – Fluxograma do método da Correlação de Ripple. ....	49
Figura 3.1 – Circuito equivalente de Thévenin para análise da MTP. ..	51
Figura 4.1 – Circuito elétrico equivalente do módulo FV. ....	53
Figura 4.2 – Regiões de operação. ....	55
Figura 4.3 – Circuito equivalente para a primeira região de operação. .	56
Figura 4.4 – Circuito equivalente 1. ....	57
Figura 4.5 – Gráfico para determinar $Req1$ . ....	58
Figura 4.6 – Influência de $R_p$ ....	59
Figura 4.7 – Circuito equivalente para a segunda região de operação. .	60
Figura 4.8 – Curva $I \times V$ característica do diodo. ....	60
Figura 4.9 – Circuito equivalente 2. ....	62
Figura 4.10 – Gráfico para determinar $Req2$ . ....	63
Figura 4.11 – Influência de $R_s$ ....	64
Figura 4.12 – Ponto de máxima potência. ....	65
Figura 4.13 – Modelagem da terceira região de operação. ....	66
Figura 4.14 – Destaque da terceira região. ....	67
Figura 4.15 – Circuito 1. ....	68
Figura 4.16 – Circuito 2. ....	69
Figura 4.17 – Terceira região de operação. ....	70
Figura 5.1 – Gráfico da impedância de entrada de um conversor em função da razão cíclica. ....	72
Figura 5.2 – Modelo do conversor CC-CC. ....	73
Figura 6.1 – Valores de impedância. ....	75
Figura 6.2 – Modelo elétrico do módulo fotovoltaico. ....	76
Figura 6.3 – Modelo. ....	76
Figura 6.4 – Conexão dos modelos. ....	77
Figura 6.5 – Associação dos modelos. ....	77
Figura 6.6 – Tensão de saída do módulo em função da razão cíclica. ..	78
Figura 6.7 – Potência em função da razão cíclica. ....	80
Figura 6.8 – Potência por tensão. ....	85
Figura 6.9 – Potência por impedância. ....	86
Figura 6.10 – Análise das derivadas, lado esquerdo. ....	94
Figura 6.11 – Análise das derivadas, lado direito. ....	96

Figura 6.12 – Fluxograma do método da Impedância Característica....	98
Figura 6.13 – Impedância.....	99
Figura 6.14 – Degrau de irradiância.....	101
Figura 6.15 – Degrau de temperatura.....	102
Figura 7.1 – Degrau negativo de irradiância.....	104
Figura 7.2 – Potência e razão cíclica durante a diminuição da irradiância. ....	105
Figura 7.3 – Degrau positivo de irradiância.....	106
Figura 7.4 – Potência e razão cíclica durante o aumento da irradiância. ....	107
Figura 7.5 – Degrau positivo de temperatura.....	108
Figura 7.6 – Potência e razão cíclica durante o aumento da temperatura. ....	109
Figura 7.7 – Degrau negativo de temperatura.....	110
Figura 7.8 - Potência e razão cíclica durante a diminuição da temperatura. ....	111
Figura 7.9 – Variação de potência devido a irradiância.....	112
Figura 7.10 – Variação de potência devido a temperatura.....	112
Figura 7.11 – Variação de potência devido a irradiância corrigido. ...	114
Figura 7.12 – Variação da tensão.....	114
Figura 7.13 – Variação de potência devido a temperatura.....	115
Figura 7.14 – Comparação entre os algoritmos. ....	115
Figura 7.15 – Variação da tensão em relação a variação da razão cíclica. ....	116
Figura 7.16 – Variação da potência em relação a variação de tensão.....	117
Figura 7.17 – Ponto de operação em cima de $P_{max}$ .....	118
Figura 7.18 - Ponto de operação à esquerda de $P_{max}$ .....	119
Figura 7.19 - Ponto de operação à direita de $P_{max}$ .....	119
Figura 8.1 – Conversor Buck.....	122
Figura 8.2 – Região de operação do conversor Buck.....	123
Figura 8.3 – Degrau de $200 \text{ W/m}^2$ .....	124
Figura 8.4 – Razão Cíclica.....	124
Figura 8.5 – Degrau de $10 \text{ }^\circ\text{C}$ .....	125
Figura 8.6 – Razão Cíclica.....	125
Figura 8.7 – Conversor Boost.....	126
Figura 8.8 – Região de operação do conversor Boost.....	127
Figura 8.9 – Degrau de $200 \text{ W/m}^2$ .....	128
Figura 8.10 – Razão Cíclica.....	128
Figura 8.11 – Degrau de $10 \text{ }^\circ\text{C}$ .....	129
Figura 8.12 – Razão Cíclica.....	129

Figura 8.13 – Região de operação Buck-Boost, Cúk, SEPIC e Zeta...	130
Figura 8.14 – Sobreposição das curvas $I \times V$ teórica e prática.....	132
Figura 9.1 – Conversor Zeta isolado. ....	133
Figura 9.2 – Conversor Zeta não isolado. ....	136
Figura 9.3 – Primeira etapa de operação. ....	137
Figura 9.4 – Segunda etapa de operação. ....	137
Figura 9.5 – Formas de onda das tensões. ....	138
Figura 9.6 – Formas de onda das correntes. ....	139
Figura 9.7 – Definição dos sentidos das correntes. ....	141
Figura 9.8 – Definição das polaridades das tensões. ....	151
Figura 9.9 – Placa de potência do conversor Zeta.....	163
Figura 11.1 – Partindo do repouso com passo de 0,004.....	169
Figura 11.2 - Partindo do repouso com passo de 0,04.....	169
Figura 11.3 – Potência na saída do módulo FV e razão cíclica.....	170
Figura 11.4 - Tensão e corrente na saída do módulo FV.....	171
Figura 11.5 – Tensão e corrente na carga.....	172
Figura 11.6 – Potência na carga. ....	172
Figura 11.7 – Potência na saída do módulo FV e razão cíclica.....	173
Figura 11.8 – Tensão e corrente na saída do módulo FV.....	173
Figura 11.9 – Tensão e corrente na carga.....	174
Figura 11.10 – Potência na carga. ....	174
Figura 11.11 – Degrau de $200 \text{ W/m}^2$ .....	175
Figura 11.12 – Degrau de $400 \text{ W/m}^2$ .....	176
Figura 11.13 – Degrau de $600 \text{ W/m}^2$ .....	177
Figura 11.14 – Degrau de $600 \text{ W/m}^2$ com tempo maior.....	178
Figura 11.15 – Tensão e corrente no módulo FV para degrau de irradiância.....	179
Figura 11.16 – Acréscimo de $50 \text{ W/m}^2$ por segundo da irradiância....	180
Figura 11.17 – Decréscimo de $50 \text{ W/m}^2$ por segundo da irradiância. .	181
Figura 11.18 – Degrau de $3 \text{ }^\circ\text{C}$ .....	182
Figura 11.19 – Degrau de $10 \text{ }^\circ\text{C}$ .....	183
Figura 11.20 – Tensão e corrente no módulo FV para degrau de temperatura.....	183
Figura 11.21 - Acréscimo de temperatura. ....	184
Figura 11.22 - Decréscimo de temperatura. ....	185
Figura 11.23 - Degrau de irradiância, temperatura e carga ao mesmo tempo.....	186
Figura 11.24 – Tensão e Razão cíclica no degrau de irradiância, temperatura e carga. ....	186
Figura 11.25 – Partindo do repouso com passo variável.....	187

Figura 11.26 – Degrau de $200 \text{ W/m}^2$ .	188
Figura 11.27 – Razão cíclica para degraude de $200 \text{ W/m}^2$ .	189
Figura 11.28 – Degrau de $400 \text{ W/m}^2$ .	189
Figura 11.29 – Razão cíclica para degraude de $400 \text{ W/m}^2$ .	190
Figura 11.30 – Degrau de $600 \text{ W/m}^2$ .	190
Figura 11.31 – Razão cíclica para degraude de $600 \text{ W/m}^2$ .	191
Figura 11.32 – Degrau de $600 \text{ W/m}^2$ com maior tempo.	191
Figura 11.33 – Razão cíclica para degraude de $600 \text{ W/m}^2$ com maior tempo.	192
Figura 11.34 – Inclinação das retas.	193
Figura 12.1 – Interface de programação.	195
Figura 12.2 – Interface de visualização.	196
Figura 12.3 – Potência na saída do módulo FV.	198
Figura 12.4 – Tensão e corrente na saída do módulo FV.	198
Figura 12.5 – Potência na carga $R_o$ .	199
Figura 12.6 – Tensão e corrente na carga $R_o$ .	199
Figura 12.7 – Potência durante degraude de irradiância de $200 \text{ W/m}^2$ .	200
Figura 12.8 – Potências máxima e rastreada durante degraude de irradiância de $200 \text{ W/m}^2$ .	201
Figura 12.9 – Potência durante degraude de irradiância de $400 \text{ W/m}^2$ .	202
Figura 12.10 – Potências máxima e rastreada durante degraude de irradiância de $400 \text{ W/m}^2$ .	202
Figura 12.11 – Potência durante degraude de irradiância de $600 \text{ W/m}^2$ .	203
Figura 12.12 – Potências máxima e rastreada durante degraude de irradiância de $600 \text{ W/m}^2$ .	203
Figura 12.13 – Tensão e Corrente na saída do módulo FV.	204
Figura 12.14 – Sequência de degraus positivos de irradiância.	205
Figura 12.15 – Sequência de degraus positivos de irradiância.	205
Figura 12.16 – Sequência de degraus negativos de irradiância.	206
Figura 12.17 – Sequência de degraus negativos de irradiância.	206
Figura 12.18 – Potência durante um degraude de temperatura de $10^\circ\text{C}$ .	207
Figura 12.19 – Potência durante um degraude de temperatura de $10^\circ\text{C}$ .	207
Figura 12.20 – Potência durante um degraude de temperatura de $30^\circ\text{C}$ .	208
Figura 12.21 – Potência durante degraude de temperatura de $30^\circ\text{C}$ .	209
Figura 12.22 – Tensão e Corrente na saída do módulo FV.	209
Figura 12.23 – Degrau de irradiância de $200 \text{ W/m}^2$ .	210
Figura 12.24 – Degrau de irradiância de $200 \text{ W/m}^2$ .	211
Figura 12.25 – Degrau de irradiância de $400 \text{ W/m}^2$ .	211
Figura 12.26 – Degrau de irradiância de $400 \text{ W/m}^2$ .	212

Figura 12.27 – Degrau de irradiância de $600 \text{ W/m}^2$ .....	212
Figura 12.28 – Degrau de irradiância de $600 \text{ W/m}^2$ .....	213
Figura 12.29 – Curva $I \times V$ do módulo FV rastreada pelo conversor. ....	214
Figura 12.30 – Região de operação.....	215





## LISTA DE TABELAS

Tabela I – Parâmetros do STC. ....	54
Tabela II – Definição das regiões de operação do conversor Buck.....	122
Tabela III – Definição das regiões de operação do conversor Boost. .	126
Tabela IV – Definição das regiões de operação dos conversores acumuladores de energia. ....	130
Tabela V – Especificações para o projeto do conversor SEPIC.....	131
Tabela VI – Especificações para o projeto do conversor Zeta. ....	155
Tabela VII – Componentes. ....	163
Tabela VIII – Parâmetros para obter a temperatura de NOCT.....	167
Tabela IX – Parâmetros elétricos para as condições de NOCT.....	167
Tabela X – Dados da fonte. ....	195
Tabela XI – Dados para as condições do STC. ....	196



## LISTA DE SIGLAS

SIGLA	SIGNIFICADO
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
FV	Fotovoltaico
MCC	Modo de Condução Contínua
MOSFET	Transistor de efeito de campo de óxido metálico <i>(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)</i>
MPP	Ponto de Máxima Potência <i>(Maximum Power Point)</i>
MPPT	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência <i>(Maximum Power Point Tracking)</i>
MTP	Máxima Transferência de Potência
NOCT	Temperatura Nominal de Operação da Célula <i>(Nominal Operating Cell Temperature)</i>
STC	Condições Padrão de Referência para Ensaio <i>(Standard Test Condition)</i>
TCC	Trabalho de Conclusão de Curso



## LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
$A_e$	Área central do núcleo do transformador	$\text{cm}^2$
$A_w$	Área da janela do carretel	$\text{cm}^2$
$\beta$	Variável Beta	-
$B_{max}$	Densidade de fluxo magnético máximo	T
$C_a$	Capacitor de acoplamento	F
$C_{pv}$	Capacitor fotovoltaico	F
$C_f$	Capacitor de filtro de entrada	F
$C_o$	Capacitor de filtro de saída	F
$D$	Razão cíclica	-
$\hat{d}$	Perturbação na razão cíclica	-
$D_z$	Diodo Zeta	-
$D_k$	Razão cíclica no instante $k$	-
$D_{k-1}$	Razão cíclica no instante $k - 1$	-
$D_{min}$	Razão cíclica mínima	-
$D_{max}$	Razão cíclica máxima	-
$\Delta V$	Variação de tensão	V
$\Delta Z_{in}$	Variação da impedância de entrada do conversor	$\Omega$
$\Delta P$	Variação de potência	W
$\Delta Z_{in}^*$	Variação de impedância de entrada do conversor independente da carga	-
$\Delta D$	Variação de razão cíclica, passo	-
$\Delta D_{fix}$	Variação de razão cíclica constante, passo fixo	-
$\Delta D_{var}$	Variação de razão cíclica variável, passo variável	-
$\Delta I$	Variação de corrente	A
$\Delta I_{Lm}$	Ondulação da corrente na indutância magnetizante	A
$\Delta I_{Lo}$	Ondulação da corrente no Indutor de filtro de saída	A
$f_s$	Frequência de comutação	Hz
$f(D)$	Função de ganho estático dependente da razão cíclica	-
$FIX$	Valor constante para o passo fixo	-
$I$	Corrente na entrada	A
$I_{ref}$	Corrente de referência para o método da corrente de curto-circuito	A
$I_{sc}$	Corrente de curto-circuito do módulo FV	A
$I_{pv}$	Corrente de saída do módulo FV	A
$I_{sc}'$	Corrente foto-gerada	A

$I_{Rp}$	Corrente na resistência paralela	A
$Inc_1$	Inclinação 1 para a primeira região de operação	A
$Inc_2$	Inclinação 2 para a segunda região de operação	A
$I_D$	Corrente no diodo intrínseco da célula FV	A
$I_s$	Corrente de saturação do diodo intrínseco da célula FV	A
$I_{mpp}$	Corrente no MPP	A
$i_{in}(t)$	Corrente de entrada do conversor em função do tempo	A
$I_{in}$	Corrente média na entrada do conversor	A
$I_o$	Corrente média na saída do conversor	A
$i_s(t)$	Corrente no interruptor em função do tempo	A
$I_{Smax}$	Corrente máxima no interruptor	A
$I_{Smin}$	Corrente mínima no interruptor	A
$I_{Smed}$	Corrente média no interruptor	A
$I_{sef}$	Corrente eficaz no interruptor	A
$i_{Lm}(t)$	Corrente na indutância magnetizante em função do tempo	A
$I_{Lmmax}$	Corrente máxima na indutância magnetizante	A
$I_{Lmmin}$	Corrente mínima na indutância magnetizante	A
$I_{Lmmed}$	Corrente média na indutância magnetizante	A
$I_{Lmef}$	Corrente eficaz na indutância magnetizante	A
$i_{Lo}(t)$	Corrente no indutor de filtro de saída em função do tempo	A
$I_{Lomax}$	Corrente máxima no indutor de filtro de saída	A
$I_{Lomin}$	Corrente mínima no indutor de filtro de saída	A
$I_{Lomed}$	Corrente média no indutor de filtro de saída	A
$I_{Loef}$	Corrente eficaz no indutor de filtro de saída	A
$i_{Dz}(t)$	Corrente no diodo Zeta em função do tempo	A
$I_{Dzmax}$	Corrente máxima no diodo Zeta	A
$I_{Dzmin}$	Corrente mínima no diodo Zeta	A
$I_{Dzef}$	Corrente eficaz no diodo Zeta	A
$i_{Ca}(t)$	Corrente no capacitor de acoplamento em função do tempo	A
$I_{Camin}$	Corrente mínima no capacitor de acoplamento	A
$I_{Camax}$	Corrente máxima no capacitor de acoplamento	A
$I_{Camed}$	Corrente média no capacitor de acoplamento	A
$I_{Caef}$	Corrente eficaz no capacitor de acoplamento	A
$I_{Comin}$	Corrente mínima no capacitor de filtro de saída	A
$I_{Comax}$	Corrente máxima no capacitor de filtro de saída	A
$I_{Comed}$	Corrente média no capacitor de filtro de saída	A

$I_{Coef}$	Corrente eficaz no capacitor de filtro de saída	A
$J_{max}$	Densidade de corrente máxima	A/cm <sup>2</sup>
$k$	Instante de amostragem	-
$k - 1$	Instante de amostragem imediatamente anterior	-
$k_b$	Constante de Boltzmann	-
$k_x$	Valor para definir o tamanho do passo variável	-
$K_1$	Constante para o método da corrente de curto-circuito	-
$K_2$	Constante para o método da tensão de circuito aberto	-
$K_w$	Fator de enrolamento	-
$K_p$	Fator de ocupação da janela	-
$L_m$	Indutância magnetizante	H
$L_o$	Indutor de filtro de saída	H
$L_f$	Indutor de filtro de entrada	H
$L_{disp}$	Indutância de dispersão	H
$m_{nucleo}$	Massa do núcleo	kg
$\eta$	Rendimento	%
$\eta_d$	Fator de qualidade da junção da célula FV	-
$n_s$	Número de células FV conectadas em série	-
$np$	Número de células FV conectadas em paralelo	-
$num$	Constante do passo variável	-
$N_1$	Número de espiras do primário	-
$N_2$	Número de espiras do secundário	-
$P$	Potência na entrada	W
$P_{pv}$	Potência no módulo FV	W
$P_{R_L}$	Potência no resistor de carga ideal	W
$P_{mpp}$	Potência do MPP	W
$P_{ope}$	Potência do ponto de operação	W
$P_p$	Perdas magnéticas	W/kg
$\rho_{fio}$	Resistividade do fio	$\Omega$ /cm <sup>2</sup>
$q$	Carga do elétron	C
$R$	Resistência	$\Omega$
$R_L$	Resistor de carga da fonte ideal	$\Omega$
$R_f$	Resistor interno da fonte ideal	$\Omega$
$R_s$	Resistência série	$\Omega$
$R_p$	Resistência paralela	$\Omega$
$R_{eq1}$	Resistência equivalente 1 para a primeira região de operação	$\Omega$
$R_{eq2}$	Resistência equivalente 2 para a segunda região de operação	$\Omega$

$R_{dy}$	Resistência dinâmica do diodo intrínseco da célula FV	$\Omega$
$R_{mpp}$	Resistência no MPP	$\Omega$
$R_{mod}$	Resistência do módulo FV	$\Omega$
$R_o$	Resistor de carga	$\Omega$
$r$	Relação de espiras	-
$Rt_{nucleo}$	Resistência térmica do núcleo	K/W
$S$	Interruptor	-
$S_{fio}$	Área de cobre do fio	$cm^2$
$S_{fioiso}$	Área do fio com isolamento	$cm^2$
$T$	Temperatura	$^{\circ}C$
$T^{STC}$	Temperatura no STC	$^{\circ}C$
$\theta$	Ângulo para o ponto de operação	$^{\circ}$
$\theta_1$	Ângulo 1 para a primeira região de operação	$^{\circ}$
$\theta_2$	Ângulo 2 para a segunda região de operação	$^{\circ}$
$\theta_{mpp}$	Ângulo no MPP	$^{\circ}$
$\mu_{Vmp}$	Coefficiente de temperatura da tensão de máxima potência	V/ $^{\circ}C$
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do ar	H/m
$V$	Tensão na entrada	V
$V_{ref}$	Tensão de referência para o método da tensão constante	V
$V_{oc}$	Tensão de circuito aberto na saída do módulo FV	V
$V_{pv}$	Tensão na saída do módulo FV	V
$V_{mp}^{STC}$	Tensão de máxima potência no STC	V
$V_{mp}(T)$	Tensão de máxima potência em função da temperatura	V
$V_{RL}$	Tensão nos terminais da carga	V
$V_f$	Tensão da fonte ideal	V
$V_T$	Tensão de <i>Gap</i> do diodo intrínseco da célula FV	V
$V_D$	Tensão sobre os terminais do diodo intrínseco da célula FV	V
$V_{mpp}$	Tensão do MPP	V
$V_{mod}$	Tensão do módulo FV	V
$V_o$	Tensão de saída do conversor	V
$V_{in}$	Tensão de entrada do conversor	V
$V_k$	Tensão da saída do módulo FV no instante $k$	V
$V_{k-1}$	Tensão de saída do módulo FV no instante $k - 1$	V
$v_S(t)$	Tensão no interruptor em função do tempo	V
$v_{Lm}(t)$	Tensão na indutância magnetizante em função do tempo	V
$V_{Lmmed}$	Tensão média na indutância magnetizante	V



$V_{Lomed}$	Tensão média no indutor de filtro de saída	V
$V_{Comed}$	Tensão média no capacitor de filtro de saída	V
$V_{Camed}$	Tensão média no capacitor de acoplamento	V
$V_{omed}$	Tensão média de saída do conversor	V
$V_{inmed}$	Tensão média de entrada do conversor	V
$\hat{v}_{in}$	Perturbação da tensão de entrada	V
$v_{Dz}(t)$	Tensão no diodo Zeta em função do tempo	V
$X$	Fator de escala para o passo variável	-
$Z_{in}$	Impedância de entrada do conversor	$\Omega$
$Z_{ink}$	Impedância de entrada do conversor no instante $k$	$\Omega$
$Z_{ink-1}$	Impedância de entrada do conversor no instante $k - 1$	$\Omega$
$Z_{in}^*$	Impedância de entrada do conversor no MPP	$\Omega$
$Z_{ink}^*$	Impedância de entrada do conversor independente da carga	$\Omega$
$Z_o$	Impedância de saída do conversor	$\Omega$



# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>37</b>
1.1	SITUAÇÃO ATUAL.....	37
1.2	A ENERGIA RENOVÁVEL.....	37
1.3	A ENERGIA FOTOVOLTAICA NO BRASIL.....	37
1.4	CARACTERÍSTICAS DA ENERGIA FOTOVOLTAICA.....	39
1.5	TÉCNICA DA IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA.....	40
<b>2</b>	<b>ANÁLISE DAS PRINCIPAIS TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DO PUNTO DE MÁXIMA POTÊNCIA.....</b>	<b>43</b>
2.1	RAZÃO CÍCLICA FIXA.....	43
2.2	TENSÃO CONSTANTE.....	43
2.3	CORRENTE DE CURTO-CIRCUITO.....	44
2.4	TENSÃO DE CIRCUITO ABERTO.....	44
2.5	PERTURBA E OBSERVA (P&O).....	45
2.6	PERTURBA E OBSERVA (P&O) MODIFICADO.....	46
2.7	CONDUTÂNCIA INCREMENTAL.....	46
2.8	CONDUTÂNCIA INCREMENTAL MODIFICADO.....	47
2.9	BETA.....	47
2.10	TEMPERATURA.....	48
2.11	OSCILAÇÃO DO SISTEMA.....	48
2.12	CORRELAÇÃO DE RIPPLE.....	49
2.13	IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA.....	50
<b>3</b>	<b>TEOREMA DA MÁXIMA TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA.....</b>	<b>51</b>
<b>4</b>	<b>MODELAGEM DO MÓDULO FOTOVOLTAICO.....</b>	<b>53</b>
4.1	REGIÕES DE OPERAÇÃO DO MÓDULO FV.....	54
4.1.1	<i>Primeira região de operação.....</i>	<i>55</i>
4.1.1.1	Influência de $R_p$ .....	58
4.1.2	<i>Segunda região de operação.....</i>	<i>59</i>
4.1.2.1	Influência de $R_s$ .....	63
4.1.3	<i>Terceira região de operação.....</i>	<i>64</i>
4.1.3.1	Equacionamento da terceira região de operação.....	65
4.1.3.1.1	Primeiro método.....	66
4.1.3.1.2	Segundo método.....	67
<b>5</b>	<b>MODELAGEM DO CONVERSOR.....</b>	<b>71</b>
<b>6</b>	<b>ANÁLISE DA TÉCNICA DE RASTREAMENTO DO PUNTO DE MÁXIMA POTÊNCIA.....</b>	<b>75</b>
6.1	MODELO ELÉTRICO DO MÓDULO FOTOVOLTAICO.....	76
6.2	MODELO DO CONVERSOR.....	76
6.3	CONECTANDO O MODELO ELÉTRICO DO MÓDULO FOTOVOLTAICO AO MODELO DO CONVERSOR.....	77

6.4	POTÊNCIA EXTRAÍDA .....	79
6.4.1	<i>Dedução matemática da equação geral</i> .....	80
6.4.1.1	Primeiro método – Utilização de derivadas .....	80
6.4.1.2	Segundo método – Utilização de pequenas perturbações .....	82
6.5	EQUAÇÃO GERAL .....	84
6.5.1	<i>Relação entre potência e tensão</i> .....	84
6.5.2	<i>Relação entre potência e impedância</i> .....	85
6.5.3	<i>Ponto de máxima potência</i> .....	86
6.6	ANÁLISE DA EQUAÇÃO DE RASTREAMENTO .....	87
6.7	ANÁLISE DA EQUAÇÃO DE RASTREAMENTO NO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA . .....	88
6.8	PASSO - VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA .....	90
6.9	INFLUÊNCIA DE <b>Ro</b> .....	91
6.9.1	<i>Algoritmo com passo fixo</i> .....	91
6.9.2	<i>Algoritmo com passo variável</i> .....	92
6.10	SENTIDO DO PONTO DE OPERAÇÃO.....	93
6.10.1	<i>Lado esquerdo</i> .....	93
6.10.2	<i>Lado direito</i> .....	95
6.10.3	<i>Fluxograma</i> .....	97
6.10.4	<i>Análise do sentido da razão cíclica devido às condições climáticas</i> .....	99
6.10.4.1	Variação da irradiância.....	100
6.10.4.2	Variação da temperatura .....	101
<b>7</b>	<b>ANÁLISE GRÁFICA SIMULADA DA TÉCNICA DE MPPT</b> .....	<b>103</b>
7.1	DEGRAU DE IRRADIÂNCIA.....	103
7.2	DEGRAU DE TEMPERATURA .....	107
7.3	CONCLUSÃO .....	111
7.4	ANÁLISE DO ALGORITMO NO MPP.....	116
<b>8</b>	<b>RESULTADOS TEÓRICOS</b> .....	<b>121</b>
8.1	BUCK .....	122
8.1.1	<i>Degrau de irradiância</i> .....	123
8.1.2	<i>Degrau de temperatura</i> .....	124
8.2	BOOST .....	126
8.2.1	<i>Degrau de irradiância</i> .....	127
8.2.2	<i>Degrau de temperatura</i> .....	128
8.3	BUCK-BOOST, CÚK, SEPIC, ZETA.....	130
8.3.1	<i>SEPIC</i> .....	131
8.3.2	<i>ZETA</i> .....	132
<b>9</b>	<b>O CONVERSOR ZETA</b> .....	<b>133</b>
9.1	INTRODUÇÃO .....	133

9.1.1	<i>Relações de transformação</i> .....	134
9.1.1.1	Reflexão de uma impedância geral .....	135
9.1.1.2	Reflexão de uma reatância indutiva .....	135
9.1.1.3	Reflexão de uma reatância capacitiva .....	135
9.2	ANÁLISE DO CONVERSOR NO MCC .....	136
9.2.1	<i>Etapas de operação</i> .....	136
9.2.1.1	1ª Etapa .....	137
9.2.1.2	2ª Etapa .....	137
9.2.2	<i>Formas de onda</i> .....	138
9.3	RELAÇÃO ENTRE AS TENSÕES DE SAÍDA E DE ENTRADA .....	139
9.4	RELAÇÃO ENTRE AS CORRENTES DE SAÍDA E DE ENTRADA .....	140
9.5	ANÁLISE DAS CORRENTES .....	140
9.5.1	<i>Indutância magnetizante</i> .....	141
9.5.1.1	Limites das correntes .....	141
9.5.1.2	Corrente média .....	142
9.5.1.3	Corrente eficaz .....	143
9.5.2	<i>Indutor do filtro de saída</i> .....	144
9.5.2.1	Limites das correntes .....	144
9.5.2.2	Corrente média .....	144
9.5.2.3	Corrente eficaz .....	145
9.5.3	<i>Interruptor</i> .....	146
9.5.3.1	Limites das correntes .....	146
9.5.3.2	Corrente média .....	146
9.5.3.3	Corrente eficaz .....	147
9.5.4	<i>Diodo</i> .....	147
9.5.4.1	Limites das correntes .....	147
9.5.4.2	Corrente média .....	147
9.5.4.3	Corrente eficaz .....	148
9.5.5	<i>Capacitor de acoplamento</i> .....	149
9.5.5.1	Limites das correntes .....	149
9.5.5.2	Corrente média .....	149
9.5.5.3	Corrente eficaz .....	149
9.5.6	<i>Capacitor de saída</i> .....	150
9.5.6.1	Limites das correntes .....	150
9.5.6.2	Corrente média .....	150
9.5.6.3	Corrente eficaz .....	150
9.6	ANÁLISE DAS TENSÕES .....	151
9.6.1	<i>Indutância magnetizante</i> .....	151
9.6.2	<i>Indutor do filtro de saída</i> .....	151
9.6.3	<i>Interruptor</i> .....	152
9.6.4	<i>Diodo</i> .....	152
9.6.5	<i>Capacitor de acoplamento</i> .....	153

9.6.5.1	Tensão média .....	153
9.6.5.2	Ondulação de tensão .....	153
9.6.6	<i>Capacitor de saída</i> .....	154
9.6.6.1	Tensão média .....	154
9.6.6.2	Ondulação de tensão .....	154
9.7	PROJETO DO CONVERSOR ZETA .....	154
9.7.1	<i>Especificações do circuito não isolado</i> .....	154
9.7.1.1	Potência de saída .....	155
9.7.1.2	Corrente média de saída .....	156
9.7.1.3	Corrente média de entrada .....	156
9.7.1.4	Corrente média na indutância magnetizante .....	156
9.7.1.5	Ondulação .....	156
9.7.1.6	Indutância magnetizante .....	156
9.7.1.7	Corrente média no indutor do filtro de saída .....	157
9.7.1.8	Ondulação .....	157
9.7.1.9	Indutor do filtro de saída .....	157
9.7.1.10	Carga resistiva .....	157
9.7.1.11	Capacitor de acoplamento .....	158
9.7.1.12	Capacitor do filtro de saída .....	158
9.7.1.13	Corrente média no interruptor .....	158
9.7.1.14	Corrente eficaz no interruptor .....	158
9.7.1.15	Corrente média no diodo .....	158
9.7.1.16	Corrente eficaz no diodo .....	159
9.7.1.17	Corrente eficaz no capacitor de acoplamento .....	159
9.7.1.18	Corrente eficaz no capacitor do filtro de saída .....	159
9.7.2	<i>Especificações do circuito isolado</i> .....	159
9.7.2.1	Indutância magnetizante .....	160
9.7.2.2	Indutor do filtro de saída refletido .....	160
9.7.2.3	Capacitor de acoplamento refletido .....	160
9.7.2.4	Capacitor do filtro de saída refletido .....	161
9.7.2.5	Carga resistiva refletida .....	161
9.7.2.6	Tensão e corrente no interruptor .....	161
9.7.2.7	Tensão e corrente no diodo .....	162
9.7.3	<i>Projeto físico do conversor Zeta</i> .....	162
10	<b>RELAÇÃO ENTRE VARIAÇÃO DE RAZÃO CÍCLICA E VARIAÇÃO DE TENSÃO PARA O ZETA</b> .....	165
11	<b>RESULTADOS TEÓRICOS ZETA</b> .....	167
11.1	ALGORITMO COM PASSO FIXO .....	168
11.1.1	<i>Partindo do repouso</i> .....	168
11.1.2	<i>Degrau de carga</i> .....	170
11.1.2.1	Degrau de carga positivo .....	170
11.1.2.2	Degrau de carga negativo .....	172
11.1.3	<i>Irradiância</i> .....	175

11.1.3.1	Degrau .....	175
11.1.3.1.1	Degrau de 200 W/m <sup>2</sup> .....	175
11.1.3.1.2	Degrau de 400 W/m <sup>2</sup> .....	176
11.1.3.1.3	Degrau de 600 W/m <sup>2</sup> .....	176
11.1.3.1.4	Influência da irradiância na tensão e na corrente do módulo FV .....	178
11.1.3.2	Rampa.....	179
11.1.3.2.1	Rampa crescente de irradiância .....	179
11.1.3.2.2	Rampa decrescente de irradiância .....	180
11.1.4	<i>Temperatura</i> .....	181
11.1.4.1	Degrau .....	181
11.1.4.1.1	Degrau de 3 °C .....	181
11.1.4.1.2	Degrau de 10 °C .....	182
11.1.4.1.3	Influência da temperatura na tensão e na corrente do módulo FV ....	183
11.1.4.2	Rampa.....	184
11.1.4.2.1	Rampa crescente de temperatura .....	184
11.1.4.2.2	Rampa decrescente de temperatura .....	185
11.1.5	<i>Degrau de irradiância, temperatura e carga.</i> .....	185
11.2	ALGORITMO COM PASSO VARIÁVEL .....	187
11.2.1	<i>Partindo do repouso</i> .....	187
11.2.2	<i>Irradiância</i> .....	188
11.2.2.1	Degrau .....	188
11.2.2.1.1	Degrau de 200 W/m <sup>2</sup> .....	188
11.2.2.1.2	Degrau de 400 W/m <sup>2</sup> .....	189
11.2.2.1.3	Degrau de 600 W/m <sup>2</sup> .....	190
<b>12</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS ZETA.....</b>	<b>195</b>
12.1	ALGORITMO COM PASSO FIXO.....	197
12.1.1	<i>Degrau de carga</i> .....	197
12.1.2	<i>Irradiância</i> .....	200
12.1.2.1	Degrau de 200 W/m <sup>2</sup> .....	200
12.1.2.2	Degrau de 400 W/m <sup>2</sup> .....	201
12.1.2.3	Degrau de 600 W/m <sup>2</sup> .....	202
12.1.2.4	Influência da irradiância na tensão e na corrente do módulo FV .....	203
12.1.2.5	Degraus crescentes de irradiância .....	204
12.1.2.6	Degraus decrescentes de irradiância .....	205
12.1.3	<i>Temperatura</i> .....	207
12.1.3.1	Degrau de 10 °C .....	207
12.1.3.2	Degrau de 30 °C .....	208
12.1.3.3	Influência da temperatura na tensão e na corrente do módulo FV ....	209
12.2	ALGORITMO COM PASSO VARIÁVEL .....	210
12.2.1	<i>Irradiância</i> .....	210
12.2.1.1	Degrau de 200 W/m <sup>2</sup> .....	210
12.2.1.2	Degrau de 400 W/m <sup>2</sup> .....	211
12.2.1.3	Degrau de 600 W/m <sup>2</sup> .....	212

12.3	CURVA $I \times V$ .....	213
<b>13</b>	<b>CONCLUSÃO .....</b>	<b>217</b>
<b>14</b>	<b>TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>219</b>
14.1	UTILIZANDO A FÓRMULA POTÊNCIA E IMPEDÂNCIA .....	219
14.2	APLICAR O DUAL DA TÉCNICA .....	219
14.3	CARGA COMO FONTE DE TENSÃO .....	219
14.4	MÉTODO MPPT SENSORLESS.....	219
14.5	MODELAGEM DO MÓDULO FV.....	220
14.6	ESTABILIZAR NO MPP .....	220
<b>15</b>	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>221</b>
<b>APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO .....</b>		<b>227</b>
<b>APÊNDICE B – PROJETO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS.....</b>		<b>231</b>
<b>APÊNDICE C – PROGRAMA DO MPPT PARA TESTE TEÓRICO .....</b>		<b>239</b>
<b>APÊNDICE D – PROGRAMA DO MPPT PARA TESTE PRÁTICO .....</b>		<b>245</b>



# **1 INTRODUÇÃO**

## **1.1 SITUAÇÃO ATUAL**

A atual dependência da energia elétrica pelas atividades humanas, a presumível escassez dos combustíveis fósseis (carvão, petróleo, gás natural) juntamente com o apelo ambiental, incentivam, a pesquisa em fontes produtoras de energia de forma sustentável e limpa.

O sistema de geração convencional de energia elétrica possui problemas de ordem física e humana, como poluição, ruídos, dependência de combustíveis fósseis, degradação do meio ambiente, emissão de CO<sub>2</sub>, blecautes, falhas, altos custos de manutenção e racionamento, que tornam sua utilização vulnerável e finita.

Além disso, a queima de combustíveis fósseis favorece a emissão de partículas poluentes e outros gases derivados, prejudicando a qualidade de vida próxima a estes locais.

## **1.2 A ENERGIA RENOVÁVEL**

Entre as alternativas para produção de energia de maneira sustentável e limpa, destaca-se a geração fotovoltaica (FV), sendo uma fonte de conversão direta da energia solar em energia elétrica.

A vantagem da energia elétrica obtida pelo efeito fotovoltaico é devido a sua estrutura ser estática, silenciosa, não poluente, renovável e com baixo custo de manutenção, produzindo energia limpa de uma fonte inesgotável [1].

## **1.3 A ENERGIA FOTOVOLTAICA NO BRASIL**

O Brasil é um país tropical que apresenta elevados níveis de radiação solar, que na maioria dos casos são superiores aos dos países da Europa e da Ásia. Esse caráter deve ser merecedor de atenção, principalmente quando se trata do aproveitamento do sol para a geração de energia elétrica.

A energia renovável também pode ser chamada de energia alternativa, porque não faz sentido dizer que será investido na pesquisa para desenvolvimento da energia renovável no Brasil, sendo que, a sua matriz energética de energia elétrica já é renovável. Então, as fontes de energia eólica, solar, biomassa, entre outras, podem ser chamadas de energia alternativas às fontes de energia já existentes.

As fontes de energia são classificadas em dois grandes grupos, as despacháveis e as não despacháveis. Energia despachável é aquela que pode ser armazenada e, portanto, fornecida à rede independentemente das condições climáticas locais. As formas de energia despachável à disposição são a hídrica, a nuclear e as térmicas a combustíveis fósseis. Solar, eólica e biomassa, que são as fontes renováveis mais utilizadas no mundo, não são despacháveis, portanto, não garantem a segurança no fornecimento de energia.

No Brasil, a energia solar já vem sendo utilizada para o aquecimento de água nas residências e, desta maneira, contribuindo para o sistema elétrico, uma vez que, o chuveiro é a principal carga consumidora de energia, ligado principalmente no horário de ponta.

A entrada em vigor da resolução normativa número 482, de 17 de Abril de 2012 [2] estabelece as condições gerais para o acesso de microgeração (até 100 kW) e minigeração (de 100 kW até 1 MW) distribuídas aos sistemas de distribuição de energia elétrica e o sistema de compensação de energia elétrica. A partir de 15 de Dezembro de 2012 todas as distribuidoras de energia elétrica do país estão obrigadas a conectar na rede elétrica todos os consumidores que almejem se tornar produtores.

O sistema de compensação de energia elétrica, também é conhecido como *Net Metering*. Com relação à energia solar, o funcionamento ocorre da seguinte maneira: durante o dia, todo o excedente de energia produzida é injetado na rede da concessionária e, durante a noite, a energia é consumida diretamente da rede elétrica. Caso a produção seja maior que o consumo, dependendo da concessionária, o custo ao consumidor será inexistente ou de apenas o do ponto de conexão. Contudo, caso a produção seja menor que o consumo, o consumidor irá pagar apenas a diferença entre a energia consumida e a produzida.

A vantagem é de que os sistemas fotovoltaicos interligados a rede elétrica (*On-grid*) dispensam o uso dos bancos de baterias, necessários em sistemas isolados (*Off-grid*), reduzindo os custos, as perdas por transmissão são inexistentes e as perdas por distribuição são minimizadas.

O recente despacho número 720, de 25 de Março de 2014 [3] dispensa o uso da chave seccionadora para microgeradores que utilizam inversores, diminuindo o custo de instalação e contribuindo para a propagação dos sistemas fotovoltaicos.

Sem peças móveis, de manutenção mínima, sem produzir ruído ou qualquer tipo de poluição e utilizando a energia de uma fonte virtualmente inesgotável, como o sol, os sistemas fotovoltaicos vêm crescendo em importância e aplicação.

#### 1.4 CARACTERÍSTICAS DA ENERGIA FOTOVOLTAICA

De toda a superfície terrestre do planeta, 27,5 % é composta de silício, motivo pelo qual 90 % dos módulos FV são fabricados a partir de silício mono ou poli cristalino. No geral, a eficiência da conversão varia de 13 % a 20 %.

Cabe ressaltar, que pesquisas estão continuamente sendo desenvolvidas, buscando melhorar a eficiência das células FV. Atualmente, a máxima eficiência obtida em laboratório foi de 44,4 % e, logo as pesquisas atingirão a meta de 50 % [4].

Portanto, nas atuais instalações, de toda a irradiância incidente no módulo FV, menos de 20 % é convertida em energia elétrica, o que se traduz em baixa eficiência.

A baixa eficiência provoca a necessidade de aumentar a área ocupada pelos módulos FV, mas, nem sempre a área ocupada é um problema. Normalmente, para uma residência padrão ser autossustentável em energia elétrica é necessário cobrir menos da metade de seu telhado. Quanto aos edifícios, cobrir toda a superfície da cobertura com módulos FV não é suficiente para produzir a energia demandada pelo mesmo. No entanto, os módulos FV também podem ser utilizados como elementos arquitetônicos nas coberturas de fachadas ou janelas.

Nas grandes usinas FV, dificilmente o local de instalação é um problema de custo, visto que estão localizadas longe dos centros urbanos de consumo e, em áreas com alta incidência de irradiância, como os desertos, onde os preços são de baixo valor.

Contudo, se a área ocupada não é impactante, existe o problema de custo devido ao aumento de uso do material fotossensível, e de toda a estrutura que o comporta, que deve ser capaz de resistir aos vários agentes climáticos durante o período de operação da usina FV, pelo menos 20 anos. Consequentemente, a baixa eficiência do módulo FV se torna um problema de custo, por isso é importante extrair a máxima potência disponível pelo módulo FV utilizando um rastreador do ponto de máxima potência (MPP).

Para cada condição de intensidade de irradiância incidente no módulo FV e de sua temperatura, haverá um ponto diferente de máxima potência, definido pelo produto da tensão e da corrente de saída de cada módulo FV. Como os fatores ambientais são modificados constantemente durante o dia, existe a necessidade de se procurar, ou melhor, rastrear o ponto de máxima potência a todo o momento.

O rastreador do MPP pode ser mecânico ou elétrico. O rastreador mecânico é constituído de um ou dois eixos, apresenta peças móveis, alto custo de instalação e de manutenção e devido a grande estrutura não é caracterizado como uma solução para o meio urbano. O rastreador elétrico é fixo, não apresenta peças móveis sendo implementado diretamente no conversor eletrônico de potência.

O conversor eletrônico de potência conecta o módulo FV à carga, e pode assumir diversas configurações topológicas para transferir a energia em corrente contínua (CC) do módulo FV para corrente alternada (CA) consumida pela carga na maioria dos casos.

Na maioria dos casos o conversor geral é dividido em dois conversores, cada um com uma função específica. Uma das funções do conversor CC-CC é a de colocar o ponto de operação do módulo FV no ponto de máxima potência, enquanto que a principal função do conversor CC-CA é a de adequar a forma da energia para ser consumida pela carga.

Este trabalho tem o objetivo de desenvolver o estudo da técnica de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT), denominada técnica da Impedância Característica, para a utilização em conversores CC-CC.

## 1.5 TÉCNICA DA IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA

No trabalho será apresentado todo o estudo de uma nova técnica de rastreamento do ponto de máxima potência, denominada técnica da Impedância Característica. Este método de MPPT proposto utiliza apenas um sensor de tensão, que é simples e de baixo custo.

Primeiramente serão apresentadas, brevemente, as principais características dos métodos mais utilizados de MPPT.

Através da modelagem detalhada do módulo FV e da modelagem específica do conversor, juntamente com o auxílio do teorema da máxima transferência de potência (MTP) será obtida a equação geral de rastreamento para a aplicação da técnica da Impedância Característica.

Uma análise minuciosa do sentido de operação que o algoritmo deve seguir devido à localização do atual ponto de operação, e toda a trajetória que o ponto de operação deve fazer para sair de um MPP para outro MPP, devido às variações de carga, irradiância e temperatura será apresentada.

A aplicação da técnica de MPPT da Impedância Característica é proposta inicialmente para os conversores CC-CC básicos, onde serão realizados simples testes para os conversores Buck e Boost. Logo após, o conversor Zeta será escolhido para uma ampla quantidade de testes teóricos e práticos.

Antes da utilização do conversor Zeta para os testes, será realizada toda a análise do funcionamento desse conversor operando em modo de condução contínua (MCC).

Serão realizados vários testes teóricos para avaliar o desempenho da técnica referente ao degrau de carga, degrau de irradiância e degrau de temperatura. Além das várias amplitudes dos testes aos degraus, algumas situações hipotéticas também serão analisadas visando o estudo da dinâmica da técnica.

Para comprovar os resultados teóricos, os principais serão realizados em bancada, através de uma fonte CC programável para simular o comportamento do módulo FV.

Depois de todos os testes teóricos e práticos realizados serão feitas observações sobre o método da Impedância Característica.

A ideia principal da técnica da Impedância Característica já foi exposta em alguns artigos, entre eles os principais são [5], [6] e [7]. Todavia, no presente trabalho é a primeira vez que a análise detalhada, generalizando o método, é apresentada.

Por fim, devido a grande possibilidade de aplicar esta técnica de maneiras diferentes, alguns trabalhos propostos são sugeridos para melhorar o desempenho.



## 2 ANÁLISE DAS PRINCIPAIS TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Devido à baixa eficiência dos módulos fotovoltaicos (FV) e aos altos custos iniciais para implantação dos sistemas FV, torna-se essencial extrair a máxima potência possível do módulo FV submetido a diversas condições ambientais.

Algumas das principais técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) são comparadas nas referências [8], [9], [10] e [11]. Uma breve explanação sobre elas será realizada a seguir, partindo da técnica mais simples.

### 2.1 RAZÃO CÍCLICA FIXA

O método da Razão Cíclica Fixa é o mais simples dos métodos por não necessitar de sensor. Portanto, não apresenta realimentação.

A razão cíclica do conversor é ajustada uma única vez para se extrair a máxima potência do módulo FV. Normalmente, os ajustes são feitos para operação nas Condições Padrão de Referência para Ensaio (STC - *Standard Test Conditions*).

### 2.2 TENSÃO CONSTANTE

O método da Tensão Constante mantém o ponto de operação do módulo FV próximo do ponto de máxima potência (MPP), regulando a tensão de saída para que permaneça igual a da referência, Equação (2.1). A tensão de referência  $V_{ref}$  pode ser ajustada, considerando-se a do STC, a condição de Temperatura Nominal de Operação da Célula (NOCT - *Nominal Operating Cell Temperature*), ou ainda qualquer resultado empírico que indique o valor da tensão de máxima potência (normalmente entre 70 % e 80 % do valor da tensão de circuito aberto  $V_{oc}$  para o STC). No entanto, o ponto de operação raramente será o exato MPP, e este sistema necessita ser calibrado para cada região geográfica diferente.

$$V_{pv} = V_{ref} \quad (2.1)$$

Esta técnica apresenta bom desempenho para pequenas variações de temperatura não importando significativamente a variação da intensidade de irradiação.

Requer apenas um sensor de tensão e um sistema simples de controle, Figura 2.1.

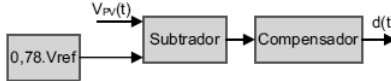


Figura 2.1 – Fluxograma do método da Tensão Constante.

### 2.3 CORRENTE DE CURTO-CIRCUITO

O método da Corrente de Curto-Circuito utiliza uma corrente de referência, obtida conforme a Equação (2.2).

$$I_{ref} = K_1 \cdot I_{sc} \quad (2.2)$$

Sendo  $K_1$  uma constante de proporcionalidade (normalmente entre 0,90 e 0,94), e  $I_{sc}$  é a corrente de curto-circuito do módulo FV para as condições ambientais do momento.

Para obter a corrente  $I_{sc}$  o método utiliza um interruptor estático em paralelo com a saída do módulo FV. Nota-se que quando acontece a leitura da corrente  $I_{pv}$ , a tensão  $V_{pv}$  torna-se nula, não havendo transferência de potência para a carga.

### 2.4 TENSÃO DE CIRCUITO ABERTO

O método da Tensão de Circuito Aberto funciona de maneira dual ao método da corrente de curto-circuito, segundo a Equação (2.3).

$$V_{ref} = K_2 \cdot V_{oc} \quad (2.3)$$

Sendo  $K_2$  uma constante de proporcionalidade, que por exemplo pode assumir o valor de 0,76. Significando que a tensão de referência  $V_{ref}$  é 76 % da tensão de circuito aberto  $V_{oc}$  para as condições ambientais do momento.

Para obter a tensão de circuito aberto, um interruptor estático é colocado em série com a saída do módulo FV. Nota-se que no momento



da leitura da tensão  $V_{pv}$ , a corrente  $I_{pv}$  torna-se nula, logo, não haverá fluxo de potência do módulo FV para a carga.

## 2.5 PERTURBA E OBSERVA (P&O)

O método Perturba e Observa atua periodicamente incrementando ou decrementando a razão cíclica, alterando a tensão de saída do módulo FV e, consequentemente, a potência extraída.

Este método calcula a potência extraída no ciclo atual e a compara com a potência extraída no ciclo anterior. Caso ocorra o aumento de potência devido ao sentido da última variação de razão cíclica, o sistema de controle irá manter o mesmo sentido, caso contrário, irá invertê-lo.

A taxa de variação da razão cíclica é fixa e deve ser ajustada para possibilitar o balanço entre a rapidez de resposta em regime transitório e a oscilação em regime permanente.

O método sofre com rápidas mudanças dos fatores ambientais.

E utiliza dois tipos de sensores, um de corrente e um de tensão. O fluxograma do método é apresentado na Figura 2.2.

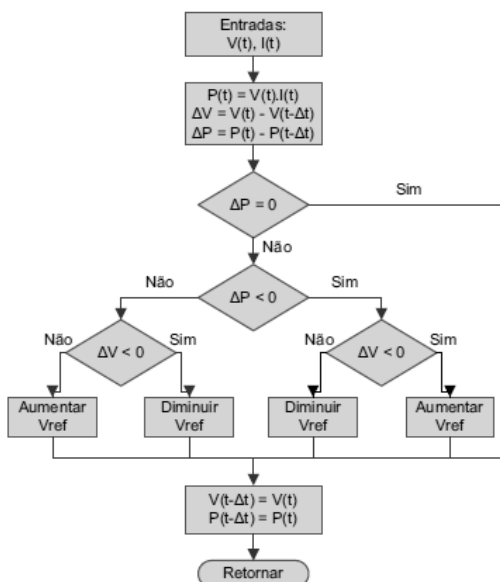


Figura 2.2 – Fluxograma do método Perturba e Observa.

## 2.6 PERTURBA E OBSERVA (P&O) MODIFICADO

O método Perturba e Observa Modificado segue a mesma lógica do método tradicional, mudando apenas a taxa de variação da razão cíclica, que passa a variar de acordo com a distância ao MPP. O valor do passo, neste caso, assume grandes valores quando o ponto de operação estiver longe do ponto de máxima potência, aumentando a rapidez da resposta, no entanto, assume pequenos valores quando o ponto de operação se aproxima do MPP, diminuindo a oscilação da potência.

## 2.7 CONDUTÂNCIA INCREMENTAL

O método da Condutância Incremental é baseado no fato de que o ponto de máxima potência é atingido quando a Equação (2.4) for satisfeita.

$$\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} + \frac{I_{pv}}{V_{pv}} = 0 \quad (2.4)$$

Este método busca o MPP analisando o resultado da Equação (2.4). Se o resultado for negativo, o ponto de operação está à direita do MPP e, se for positivo, significa que está à esquerda do MPP. Este resultado também é comparado com um valor de tolerância que significa que o sistema chegou ao MPP e o ponto de operação deve estabilizar até que os fatores ambientais mudem.

Apresenta bom desempenho sobre rápidas mudanças atmosféricas.

Necessita mensurar a tensão e a corrente de saída do módulo FV, Figura 2.3.

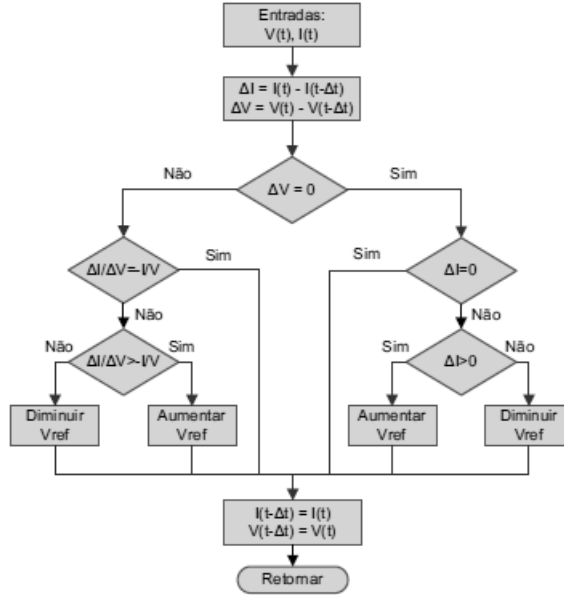


Figura 2.3 – Fluxograma do método da Condutância Incremental.

## 2.8 CONDUTÂNCIA INCREMENTAL MODIFICADO

O método da Condutância Incremental Modificado é um método que atua com passo variável, visando melhorar ainda mais as respostas as condições transitórias.

## 2.9 BETA

O método Beta utiliza a Equação (2.5) para rastrear o MPP.

$$\beta = \ln\left(\frac{I_{pv}}{V_{pv}}\right) - cV_{pv} \quad (2.5)$$

Sendo  $c$  uma constante que depende da carga do elétron, fator de qualidade da junção do módulo FV, da constante de Boltzmann, da temperatura e da quantidade de células FV conectadas em série, respectivamente conforme Equação (2.6).

$$c = \frac{q}{\eta_a k_b T n_s} \quad (2.6)$$

Este método se baseia no fato de que o valor de  $\beta$  permanece quase constante durante a alteração dos fatores ambientais em que o módulo FV está inserido.

Necessita de dois sensores para mensurar a corrente e a tensão, Figura 2.4.

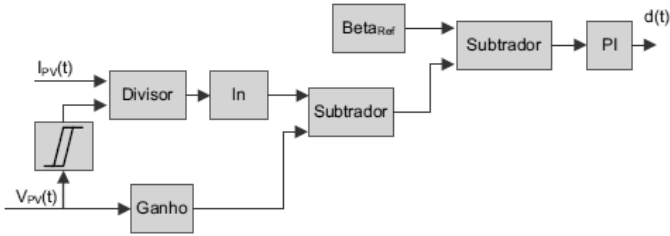


Figura 2.4 – Fluxograma do método Beta.

## 2.10 TEMPERATURA

O método da Temperatura, como o próprio nome sugere, faz uso da temperatura do módulo FV para rastrear o MPP, através de um sensor de temperatura de baixo custo devidamente instalado sob o módulo FV.

Este sistema de rastreamento se baseia no fato de que a tensão de máxima potência quase não varia em relação à intensidade de irradiação, e que varia consideravelmente em relação à temperatura.

A Equação (2.7) rege o método.

$$V_{mp}(T) = V_{mp}^{STC} + \mu_{Vmp}(T - T^{STC}) \quad (2.7)$$

Sendo que a tensão de máxima potência é dependente apenas da temperatura, enquanto que todos os demais termos são obtidos diretamente do catálogo do fabricante.

Apresenta-se como um sistema de bom desempenho de rastreamento.

## 2.11 OSCILAÇÃO DO SISTEMA

O método da Oscilação do Sistema é baseado no princípio da máxima transferência de potência e utiliza as oscilações para determinar

o ponto ótimo de operação. Neste ponto a razão entre a amplitude da oscilação e o valor médio da tensão é constante.

A implementação é caracterizada basicamente pela utilização de filtros, necessitando apenas de um sensor de tensão, Figura 2.5.

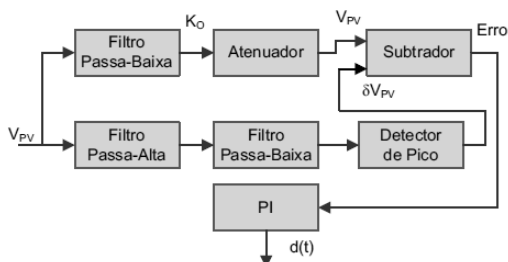


Figura 2.5 – Fluxograma do método da Oscilação do Sistema.

O filtro Passa-Alta juntamente com o filtro Passa-Baixa é caracterizado como um filtro Rejeita-Faixa.

## 2.12 CORRELAÇÃO DE RIPPLE

O método da Correlação de Ripple também é baseado no princípio da máxima transferência de potência e utiliza as oscilações para determinar o ponto ótimo. Neste caso, verifica-se as oscilações na potência através de filtros passa-alta.

Necessita dos sensores de tensão e de corrente para o cálculo da potência, Figura 2.6.

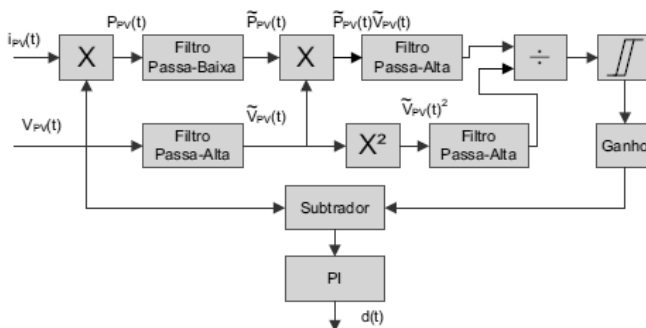


Figura 2.6 – Fluxograma do método da Correlação de Ripple.

## 2.13 IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA

Será apresentado todo o estudo de uma técnica de rastreamento do ponto de máxima potência, denominada técnica da Impedância Característica. Este método de MPPT utiliza apenas um sensor de tensão, simples e de baixo custo.

### 3 TEOREMA DA MÁXIMA TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA

O teorema da Máxima Transferência de Potência (MTP) para circuitos em corrente contínua é apresentado conforme exposto em [12].

Partindo da análise de um circuito fechado composto por uma fonte de tensão ideal em série com dois resistores, Figura 3.1.

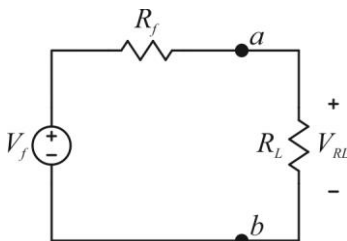


Figura 3.1 – Circuito equivalente de Thévenin para análise da MTP.

A associação da fonte de tensão ideal  $V_f$  com o resistor ideal  $R_f$  representa simplificadamente o modelo de uma fonte de tensão real, onde existe uma limitação da corrente que a fonte pode fornecer. O resistor  $R_f$  representa a resistência interna da fonte real.

Deseja-se encontrar o valor do resistor de carga  $R_L$  que seja capaz de extrair a máxima potência disponível da fonte real. A análise começa com a descoberta da tensão nos terminais de  $R_L$ , obtida através de um divisor resistivo, dado pela Equação (3.1).

$$V_{R_L} = \frac{R_L}{R_f + R_L} V_f \quad (3.1)$$

A potência consumida por  $R_L$  é dada por:

$$P_{R_L} = \frac{V_{R_L}^2}{R_L} = \frac{R_L}{(R_f + R_L)^2} V_f^2 \quad (3.2)$$

Derivando a potência em relação à resistência, encontra-se:

$$\frac{dP_{R_L}}{dR_L} = \frac{V_f^2}{(R_f + R_L)^2} - \frac{2R_L V_f^2}{(R_f + R_L)^3} \quad (3.3)$$

Para encontrar o valor de  $R_L$  para a máxima transferência de potência, a condição da Equação (3.4) deve ser satisfeita.

$$\frac{dP_{R_L}}{dR_L} = 0 \quad (3.4)$$

Então, igualando o lado direito da Equação (3.3) a zero, tem-se:

$$\frac{V_f^2}{(R_f + R_L)^2} - \frac{2R_L V_f^2}{(R_f + R_L)^3} = 0 \quad (3.5)$$

Desenvolvendo a Equação (3.5), obtém-se:

$$\frac{1}{(R_f + R_L)^2} = \frac{2R_L}{(R_f + R_L)^3} \quad (3.6)$$

Logo:

$$R_L = R_f \quad (3.7)$$

Portanto, se um resistor for conectado a uma fonte real, a máxima potência transferida da fonte real para a carga se estabelece quando a carga possuir o mesmo valor de resistência que a resistência intrínseca da fonte.



## 4 MODELAGEM DO MÓDULO FOTOVOLTAICO

A curva característica  $I \times V$  do módulo fotovoltaico (FV) tem o formato não linear devido a presença de um componente não linear, o diodo. Esse fato dificulta a obtenção de um modelo elétrico equivalente, porque as técnicas de análise de sistemas lineares não podem ser aplicadas.

O modelo elétrico equivalente de um módulo FV e as equações que descrevem seu comportamento são encontrados em [13]. A partir da análise da referência [14] e utilizando os dados elétricos intrínsecos de um módulo fotovoltaico FV [15] serão elaborados gráficos para comprovar os efeitos causados pelas características elétricas dos módulos FV.

Neste capítulo o módulo FV utilizado para as aplicações das técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) será representado por três circuitos equivalentes, um para cada região de operação, isto facilitará o entendimento da curva característica do módulo FV.

Uma das formas de representar o circuito elétrico equivalente de um módulo FV está exposta na Figura 4.1.

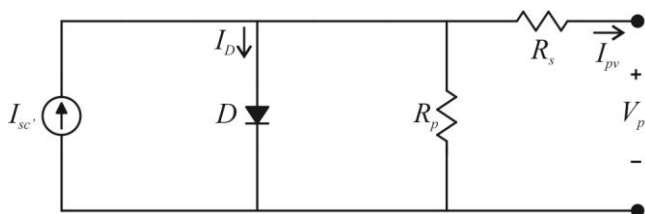


Figura 4.1 – Circuito elétrico equivalente do módulo FV.

Onde:

- $I_{sc}'$ : Corrente elétrica foto-gerada;
- $D$ : Diodo intrínseco;
- $R_s$ : Resistência série;
- $R_p$ : Resistência paralela.

O conhecimento de todos os parâmetros elétricos é essencial para determinar o comportamento do módulo FV sujeito as variações de irradiância e temperatura. Porém, os fabricantes apenas disponibilizam as características elétricas externas, visto que, os parâmetros elétricos internos estão diretamente ligados à eficiência do módulo, que é um critério de compra do mesmo.

Em virtude de o módulo FV apresentar uma curva com característica não linear, pode-se dividi-la em três partes, onde são obtidos três circuitos equivalentes linearizados.

Existem vários modelos para a curva característica do módulo FV desenvolvidos na literatura [16], [17], visto a importância destes no momento de analisar o funcionamento do sistema. Um bom modelo leva em consideração os principais parâmetros elétricos do módulo FV [18], representados pelo modelo equivalente na Figura 4.1, os quais são difíceis de obter.

A complexidade de algumas modelagens, principalmente se o modelo for para toda a curva, dificultam a sua utilização e compreensão.

As análises elaboradas levam em consideração que o módulo FV está sujeito às Condições Padrão de Referência para Ensaio (STC), expostas na Tabela I.

Tabela I – Parâmetros do STC.

Parâmetros	Valores
Irradiância na superfície da célula	1000 W/m <sup>2</sup>
Temperatura da célula	25 °C
Massa de Ar	1,5

#### 4.1 REGIÕES DE OPERAÇÃO DO MÓDULO FV

Para facilitar a análise, a curva característica  $I \times V$  de um módulo FV é dividida em três regiões de operações distintas, conforme Figura 4.2.

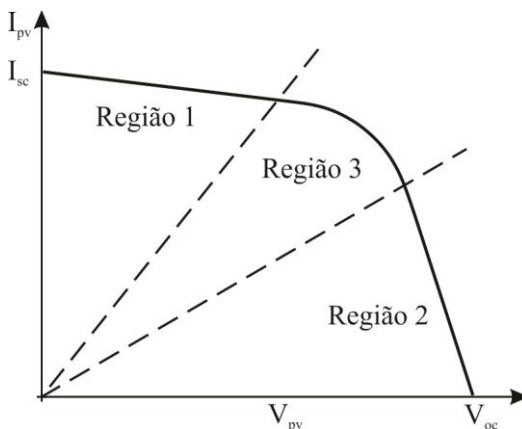


Figura 4.2 – Regiões de operação.

O formato da curva  $I \times V$  é devido aos vários elementos presentes no circuito elétrico equivalente do módulo FV da Figura 4.1. Destacando a influência de  $R_p$  para a região 1,  $R_s$  para a região 2, e o fator de qualidade do diodo  $n_D$  para a região 3, como será demonstrado a seguir.

#### 4.1.1 Primeira região de operação

Nesta região de operação, o módulo FV se comporta como uma fonte de corrente, em que idealmente o valor da corrente deveria se manter constante para qualquer valor de tensão. Porém, devido às resistências intrínsecas, ocorre uma pequena variação linear da corrente conforme a tensão se modifica. Assim, a curva que representa tal região pode ser aproximada por uma reta inclinada, conforme será apresentado.

Para essa região de operação, o circuito da Figura 4.1 é substituído pelo da Figura 4.3, onde o diodo  $D$  foi substituído por um circuito aberto, uma vez que, a sua queda de tensão está muito abaixo da tensão de condução, portando, ele não conduz.

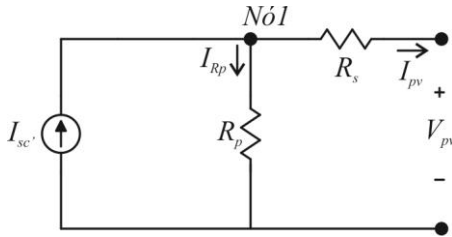


Figura 4.3 – Circuito equivalente para a primeira região de operação.

Nota-se, que o extremo esquerdo da região 1, na Figura 4.2, apresenta um ponto com tensão nula e corrente máxima, essa é a corrente de curto-circuito  $I_{sc}$ . Para obter seu valor, os terminais de saída do módulo FV devem ser colocados em curto-circuito. Fazendo isso, a maior parte da corrente  $I_{sc}'$  circulará por  $R_s$ , visto que, apresenta resistência muito menor que  $R_p$ .

Partindo do pressuposto de que o diodo esteja bloqueado, isto é, não existe corrente circulando por ele, e que a saída do módulo FV esteja em curto-circuito ( $I_{pv} = I_{sc}$ ), aplicando-se a Lei de Kirchhoff das Correntes (LKC) ao Nó 1 da Figura 4.3, obtém-se (4.1).

$$I_{Rp} = I_{sc}' - I_{sc} \quad (4.1)$$

Como nesta região a corrente de curto-circuito  $I_{sc}$  possui praticamente o mesmo valor da corrente foto-gerada  $I_{sc}'$ , a corrente  $I_{Rp}$  apresenta um valor muito pequeno, produzindo uma tensão irrelevante nos terminais de  $R_p$ .

A resistência  $R_p$  e o diodo  $D$  estão conectados em paralelo, desta forma, estão submetidos à mesma tensão. Devido à tensão nos terminais de  $R_p$  ser muito pequena ela não é suficiente para colocar o diodo  $D$  em condução, justificativa pela qual ele foi substituído por um circuito aberto.

Conforme o ponto de operação for se aproximando do extremo direito da região 1, ou seja, a carga colocada nos terminais do módulo FV deixa de ser um curto-circuito e passa a assumir um valor resistivo que está crescendo progressivamente, a corrente  $I_{Rp}$  aumentará fazendo o diodo entrar em condução. Inicialmente a corrente que atravessa o diodo é muito pequena, porém, conforme ela aumenta, o ponto de operação do módulo FV deixará de pertencer a primeira região de operação e entrará na terceira região, que será descrita mais adiante.

Após apresentados os motivos para a simplificação do modelo FV para a primeira região de operação. A Figura 4.3 pode ser redesenhada conforme exposto na Figura 4.4.

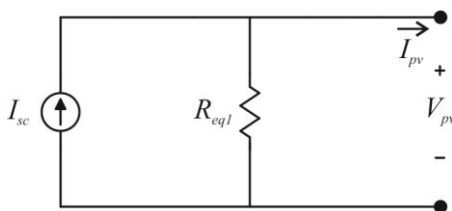


Figura 4.4 – Circuito equivalente 1.

Sendo que a corrente  $I_{sc}$  é obtida aplicando-se um curto-circuito na saída do módulo FV da Figura 4.3, Equação (4.2).

$$I_{sc} = \frac{R_p}{R_s + R_p} I_{sc}' \quad (4.2)$$

Contudo, se o valor de  $I_{sc}'$  não estiver disponível, pode-se utilizar diretamente a corrente  $I_{sc}$  fornecida no manual do fabricante.

O valor da resistência equivalente para a primeira região de operação  $R_{eq1}$  é obtido anulando-se o efeito da fonte de corrente  $I_{sc}'$ , ou seja, retirando-a do circuito, e a resistência equivalente vista pela saída resulta da associação em série de  $R_s$  com  $R_p$ , dada pela Equação (4.3).

$$R_{eq1} = R_s + R_p \quad (4.3)$$

Nesta região de operação,  $R_p$  tem uma influência muito maior do que  $R_s$ , em consequência de que  $R_p \gg R_s$ .

Como mencionado no início do capítulo, esses valores intrínsecos dos módulos FV ainda não são fornecidos pelos fabricantes. Desse modo, o valor de  $R_{eq1}$  também pode ser obtido diretamente do gráfico, traçando-se uma reta tangente à curva que parte da corrente de curto-circuito  $I_{sc}$ , como demonstrado na Figura 4.5. Fazendo o cálculo da inclinação desta reta, através da Equação (4.4), encontra-se:

$$Inc_1 = -\frac{1}{R_{eq1}} \quad (4.4)$$

Então,

$$R_{eq1} = -\frac{1}{tg(\theta_1)} \quad (4.5)$$

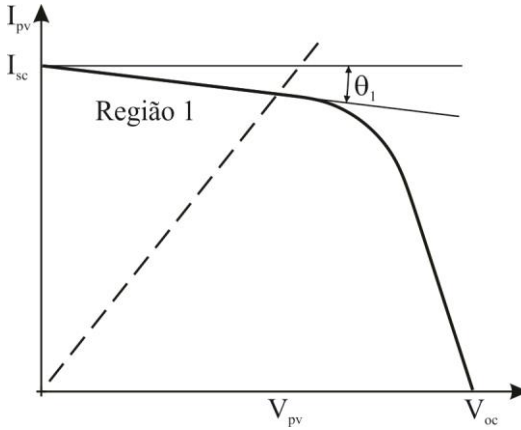


Figura 4.5 – Gráfico para determinar  $R_{eq1}$ .

Desta forma, todos os componentes elétricos que estão representados na Figura 4.4, necessários para a modelagem do módulo FV nesta região, são obtidos.

#### 4.1.1.1 Influência de $R_p$

Considera-se que uma carga resistiva esteja conectada aos terminais do módulo FV, e que esta resistência coloque o ponto de operação na primeira região. Mantendo a corrente foto-gerada constante, são analisadas duas situações, onde todos os parâmetros são mantidos fixos com exceção do valor do resistor paralelo  $R_p$ , intrínseco ao módulo FV, no modelo apresentado  $R_{p1} > R_{p2}$ , Figura 4.6.

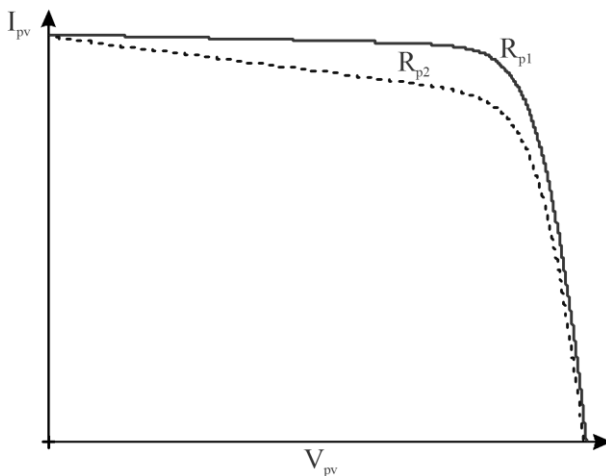


Figura 4.6 – Influência de  $R_p$ .

Constata-se que diminuindo o valor de  $R_p$  a corrente que o atravessa irá aumentar. Portanto, novamente analisando o Nó 1 da Figura 4.3, pela lei de conservação das correntes em um nó, se a corrente que atravessa  $R_p$  aumentar, a corrente através de  $R_s$ , que é destinada à carga, diminuirá. Como se uma fonte de corrente passasse a fornecer menos corrente.

Assim sendo, quanto maior o valor de  $R_p$  menos corrente passará por ele e, por consequência, mais corrente será destinada à carga, o que se traduz em mais potência transferida à carga, melhorando a eficiência da foto-conversão.

#### 4.1.2 Segunda região de operação

Para a modelagem da segunda região de operação, o circuito da Figura 4.1 será representado pelo da Figura 4.7. O diodo  $D$  é substituído pelo modelo equivalente do diodo [19], e a resistência em paralelo  $R_p$  é substituída por um circuito aberto, visto que, a corrente que circulará por  $R_p$  perto do ponto de operação de circuito aberto pode ser desconsiderada, e a fonte de corrente foto-gerada  $I_{sc}'$  adquire o valor da corrente de curto-circuito  $I_{sc}$ .

Os parâmetros do diodo  $V_{th}$  e  $R_{dy}$  serão definidos logo a seguir.

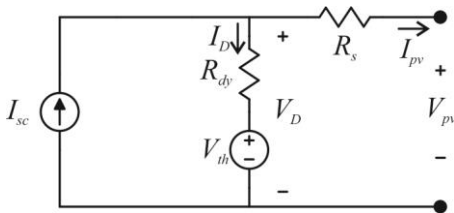


Figura 4.7 – Circuito equivalente para a segunda região de operação.

O valor da fonte de tensão  $V_{th}$  do modelo do diodo vem da Figura 4.8, sendo o resultado da intersecção da reta tangente à curva característica do diodo com o eixo das abscissas, representado pela queda de tensão total sobre o diodo.

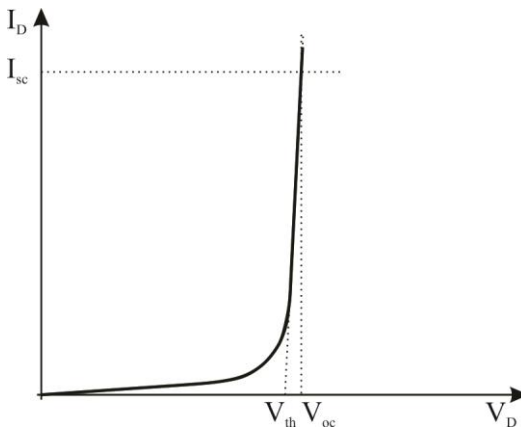


Figura 4.8 – Curva  $I \times V$  característica do diodo.

O ponto mais interessante é como obter o valor da resistência dinâmica  $R_{dy}$  através da análise matemática, sendo que ela assume um valor diferente para cada região de operação e não é linear, ou seja, não satisfaz o princípio da homogeneidade e da aditividade para todas as regiões da curva característica de um módulo FV.

A dedução de  $R_{dy}$  começa com a equação geral do diodo, levando-se em conta o número de células conectadas em série  $ns$  e em paralelo  $np$  de um módulo FV, dada pela Equação (4.6).

$$I_D = np \cdot I_s \left[ e^{\left( \frac{V_D}{nsV_T} \right)} - 1 \right] \quad (4.6)$$



Sendo que  $I_s$  é a corrente reversa de saturação e  $V_T$  é a tensão térmica.

Como  $e^{\left(\frac{V_D}{nsV_T}\right)} \gg 1$  então:

$$I_D = npI_s \left[ e^{\left(\frac{V_D}{nsV_T}\right)} \right] \quad (4.7)$$

Isolando o termo exponencial

$$\frac{I_D}{npI_s} = e^{\left(\frac{V_D}{nsV_T}\right)} \quad (4.8)$$

Aplicando logaritmo neperiano aos dois lados da equação, chega-se à Equação (4.9).

$$\ln\left(\frac{I_D}{npI_s}\right) = \frac{V_D}{nsV_T} \quad (4.9)$$

Isolando  $V_D$ .

$$V_D = nsV_T \ln\left(\frac{I_D}{npI_s}\right) \quad (4.10)$$

Derivando a tensão  $V_D$  em relação a corrente  $I_D$ .

$$\frac{dV_D}{dI_D} = \frac{nsV_T}{I_D} \quad (4.11)$$

O valor da corrente  $I_D$  é aproximadamente o valor da corrente  $I_{sc}$  quando a carga é um circuito aberto, porque toda a corrente foto-gerada fluirá através do diodo. Portanto, a resistência dinâmica  $R_{Dy}$  é dada pela Equação (4.12).

$$R_{Dy}(I_{sc}) = \frac{nsV_T}{I_{sc}} \quad (4.12)$$

Uma vez que, todos os elementos da Figura 4.7 foram encontrados, pode-se simplificá-la e redesenhá-la conforme a Figura 4.9.

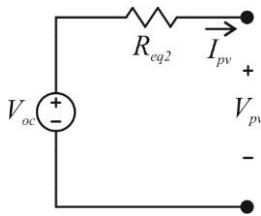


Figura 4.9 – Circuito equivalente 2.

O valor de  $R_{eq2}$  é obtido anulando-se o efeito das fontes no circuito da Figura 4.7, ou seja, deixando a fonte de corrente em circuito aberto e a de tensão em curto-circuito.

O valor de  $R_{eq2}$  é o resultado da associação série das resistências  $R_{dy}$  e  $R_s$ , exposto na Equação (4.13).

$$R_{eq2} = R_{dy} + R_s \quad (4.13)$$

Na segunda região de operação, o módulo FV se comporta como uma fonte de tensão, onde o ideal é que a tensão seja constante para qualquer valor de corrente. Porém, devido às resistências intrínsecas, ocorre uma pequena variação linear da tensão em relação a corrente. Deste modo, a curva que representa esta região também pode ser aproximada por uma reta inclinada. Da mesma forma, que ocorre quando se associa uma fonte de tensão ideal em série com um resistor, idêntico ao representado na Figura 4.9.

A resistência série  $R_s$  influencia muito mais do que  $R_p$ , tanto que  $R_p$  foi desconsiderada nos cálculos.

Novamente enfatizando, como os parâmetros intrínsecos dos módulos FV não estão disponíveis nos catálogos dos fabricantes, a resistência equivalente total  $R_{eq2}$  também pode ser encontrada a partir da análise gráfica, observando o gráfico da Figura 4.10.

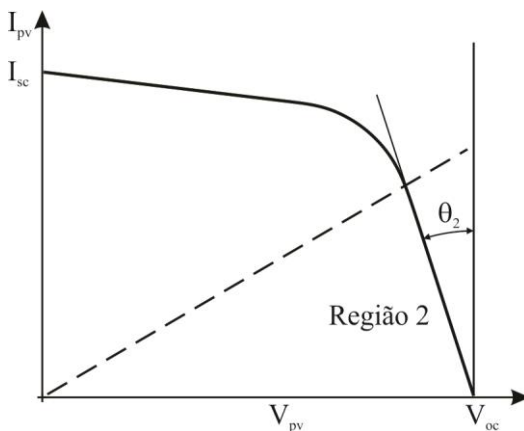


Figura 4.10 – Gráfico para determinar  $R_{eq2}$ .

A inclinação da reta tangente à curva da segunda região de operação do módulo FV é dada pela Equação (4.4).

$$Inc_2 = -\frac{1}{R_{eq2}} \quad (4.14)$$

Logo

$$R_{eq2} = -\frac{1}{tg(\theta_2)} \quad (4.15)$$

#### 4.1.2.1 Influência de $R_s$

Considera-se que uma carga resistiva esteja conectada aos terminais do módulo FV, e que esta resistência coloque o ponto de operação na segunda região. Mantendo-se a corrente foto-gerada constante, são analisadas duas situações, todos os parâmetros são mantidos fixos com exceção do valor do resistor série  $R_s$ , intrínseco ao módulo FV. No modelo apresentado  $R_{s1} < R_{s2}$ , conforme Figura 4.11.

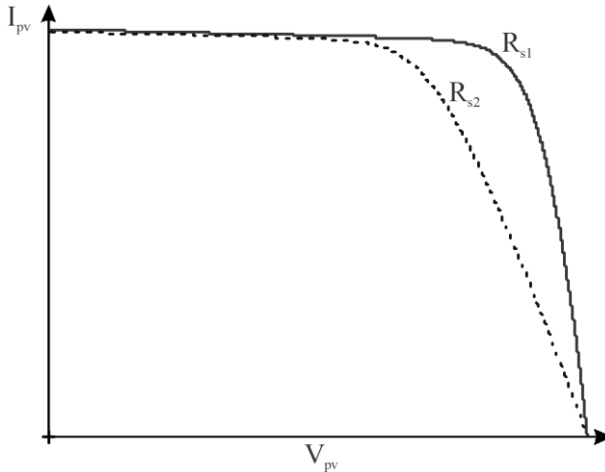


Figura 4.11 – Influência de  $R_s$ .

O ideal é que o valor de  $R_s$  seja nulo, no entanto sempre existirá um valor associado a ele; então, quanto menor for este valor na prática, melhor será o desempenho do módulo FV.

Portando, pela lei das malhas de tensão, considerando a tensão  $V_D$  constante na Figura 4.7, quanto maior o valor de  $R_s$  maior a queda de tensão obtida em seus terminais e menor a tensão sobre a carga, refletindo em menor potência entregue a mesma.

#### 4.1.3 Terceira região de operação

A terceira região de operação é caracterizada como uma região não linear, deste modo, os teoremas de Thévenin e Norton não podem ser aplicados.

Esta região, também conhecida como joelho, é a mais importante da curva do módulo FV, porque é nela que está situado o ponto de máxima potência (MPP)  $P_{mpp}$ , representado na Figura 4.12.

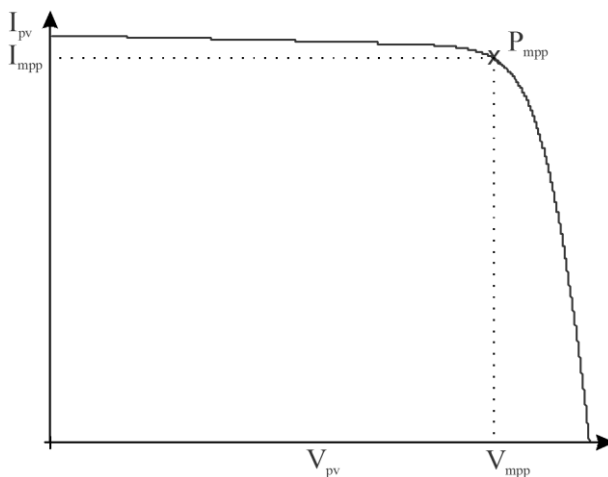


Figura 4.12 – Ponto de máxima potência.

Um modelo linearizado do módulo FV, válido para pequenas perturbações em torno do ponto de máxima potência, é apresentado em [20]. O modelo consiste de uma fonte de tensão em série com um resistor obtidos através de uma equação linear. As propostas apresentadas em seguida seguem a mesma ideia, entretanto, apresentam valores mais intuitivos para a fonte de tensão e para o resistor do modelo.

Nesta região, o termo que mais influencia no formato da curva é o fator de qualidade do diodo  $n_D$ .

Esta região, juntamente com uma técnica de rastreamento do MPP, pode ser representada como uma fonte de potência.

#### 4.1.3.1 Equacionamento da terceira região de operação

Os fabricantes de módulos FV disponibilizam alguns dados elétricos dos módulos fotovoltaicos; citam-se como exemplo, a tensão de máxima potência  $V_{mp}$  e a corrente de máxima potência  $I_{mp}$  para as Condições Padrão de Referência para Ensaio (STC) e para condição de Temperatura Nominal de Operação da Célula (NOCT).

Através destas informações é possível descobrir qual é o valor de carga ideal para ser colocado nos terminais do módulo FV, a fim de obter a máxima potência.

O objetivo é encontrar um modelo linear para a terceira região de operação do módulo FV, válido para pequenas perturbações em torno do

MPP. Procede-se de duas maneiras distintas, que levam a resultados semelhantes.

#### 4.1.3.1.1 *Primeiro método*

Diante das análises desenvolvidas anteriormente para a primeira e para a segunda região de operação, o primeiro método de linearização da terceira região é proposto.

Sobre a reta que lineariza a primeira região de operação é marcado o ponto  $P_1$ , este ponto deve ter o mesmo valor de potência do ponto de máxima potência, pode-se dizer que este ponto ficará situado na fronteira, entre as regiões um e três. Não importa os valores de tensão e corrente neste ponto, mas sim o produto deles que deve ser igual à potência do ponto de máxima potência, Figura 4.13.

O mesmo procedimento é realizado na reta que lineariza a segunda região de operação, ponto  $P_2$ . Após, traçando-se uma reta entre estes dois pontos, tem-se uma reta que aproxima a terceira região de operação, válida para pequenas variações em torno do MPP.

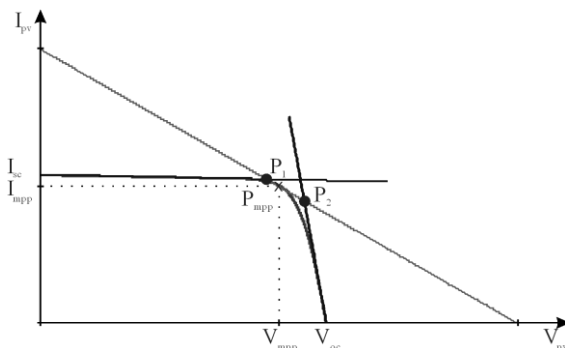


Figura 4.13 – Modelagem da terceira região de operação.

A ampliação da região de máxima potência da Figura 4.13 pode ser vista na Figura 4.14.

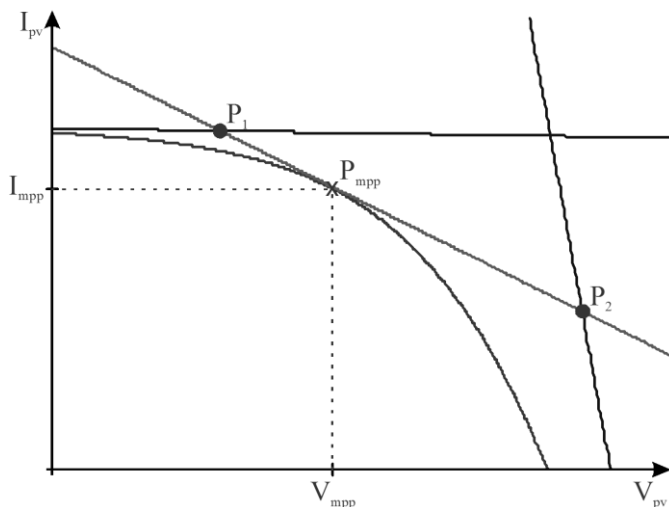


Figura 4.14 – Destaque da terceira região.

A reta que interliga os pontos  $P_1$  e  $P_2$  passa por cima do ponto de máxima potência  $P_{mpp}$ . A utilidade desta reta será descrita no segundo método.

#### 4.1.3.1.2 Segundo método

Este método de linearização da terceira região se destina a substituir o módulo FV por uma fonte ideal  $V_{mod}$  associada a um resistor ideal  $R_{mod}$ .

Realizou-se no capítulo anterior a análise do método da máxima transferência de potência (MTP) para um sistema linear, onde se concluiu que uma fonte ideal associada em série a um resistor, representando simplificadamente uma fonte real, transfere a máxima potência disponível para uma carga resistiva quando esta tiver o mesmo valor da resistência do resistor série.

O ponto de operação de máxima potência do módulo FV é obtido quando a tensão e a corrente fornecidas pelo módulo FV, para uma condição de irradiância e temperatura, são iguais aos valores de tensão e de corrente para a máxima potência desta condição.

A carga que possibilita extrair a máxima potência disponível no módulo FV para o STC é dada por um resistor que possui o valor de resistência definido na Equação (4.16).

$$R_{mpp} = \frac{V_{mpp}}{I_{mpp}} \quad (4.16)$$

Fazendo uma analogia com o que foi descrito no capítulo anterior, onde antes se possuía o valor da resistência intrínseca da fonte e se queria o valor da resistência de carga para se obter a MTP, neste instante o processo é o inverso, onde se tem o valor da resistência de carga para a MTP e se deseja obter a resistência interna do módulo FV. De acordo com a teoria apresentada na MTP os resistores devem possuir o mesmo valor de resistência, desta maneira:

$$R_{mod} = R_{mpp} \quad (4.17)$$

O modelo linearizado para a terceira região de operação pode ser representado por meio de uma fonte de tensão ou uma fonte de corrente associada a um resistor. Na sequência serão analisadas ambas as representações.

#### 4.1.3.1.2.1 Como fonte de tensão

Sabe-se que o valor da resistência de carga deve ser  $R_{mpp}$  e o valor da tensão em seus terminais deve ser  $V_{mpp}$  para ter a máxima potência, conforme Figura 4.15.

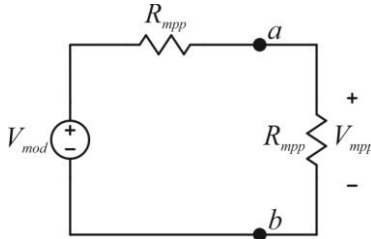


Figura 4.15 – Circuito 1.

O valor da tensão para o modelo do módulo FV  $V_{mod}$  é encontrado através de um divisor resistivo, Equação (4.7).

$$V_{mpp} = \frac{R_{mpp}}{R_{mpp} + R_{mpp}} V_{mod} \quad (4.18)$$



Portanto,

$$V_{mod} = 2V_{mpp} \quad (4.19)$$

#### 4.1.3.1.2.2 Como fonte de corrente

O desenvolvimento para obter o valor da corrente para o modelo do módulo FV  $I_{mod}$  é o dual da fonte de tensão, conforme representado na Figura 4.16.

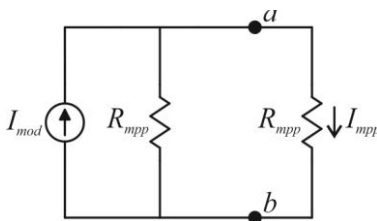


Figura 4.16 – Circuito 2.

O valor da corrente para o modelo do módulo FV  $I_{mod}$  é encontrado através de um divisor resistivo, Equação (4.20).

$$I_{mpp} = \frac{R_{mpp}}{R_{mpp} + R_{mpp}} I_{mod} \quad (4.20)$$

Portanto,

$$I_{mod} = 2I_{mpp} \quad (4.21)$$

Ambos os métodos de linearização da terceira região de operação apresentam aproximadamente o mesmo gráfico da Figura 4.17.

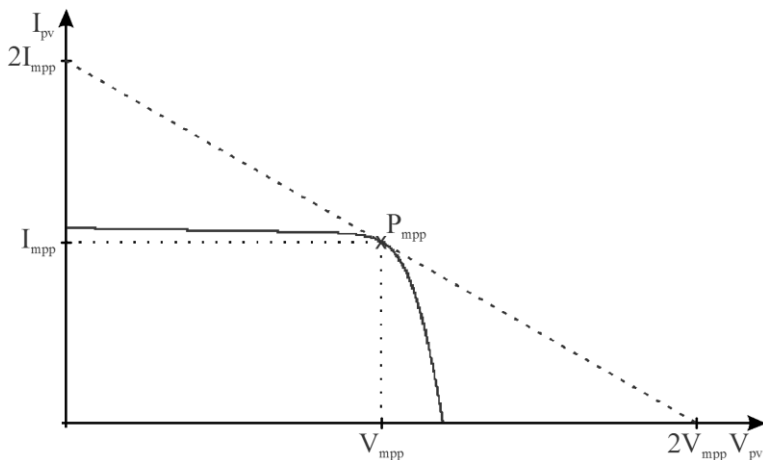


Figura 4.17 – Terceira região de operação.

Toda a análise foi elaborada levando em consideração que o módulo FV está submetido ao STC. E para esta condição foi estabelecido um circuito linear que representasse o módulo FV exatamente no ponto de MPP, composto por uma fonte ideal ( $V_{mod} = 2V_{mpp}$ ) e uma resistência ( $R_{mod} = R_{mpp}$ ). O modelo é válido para pequenas variações ao redor do MPP apresentado.

Os gráficos até o presente momento foram construídos com auxílio dos dados elétricos de um módulo FV de 210 W [15], o qual possui os valores da tensão no MPP de 40 V e da corrente no MPP de 5,25 A.

Para uma variação negativa de 2 volts, do ponto da tensão de máxima potência, a corrente tem um erro de 1,67 %. E para uma variação positiva de 2 volts a corrente tem um erro de 3,31 %.

Existe apenas uma curva ( $I \times V$ ) para cada condição de irradiância e temperatura, gerando um MPP para cada uma delas. Então para cada curva seria necessário estabelecer um novo circuito composto por uma nova fonte ideal associada com um novo valor de resistência. Porém, este modelo somente é necessário para apresentar o início do desenvolvimento da técnica da Impedância Característica, não importando os valores do modelo posteriormente.

## 5 MODELAGEM DO CONVERSOR

A modelagem do conversor CC-CC será desenvolvida considerando que o mesmo seja ideal, esteja operando em modo de condução contínua (MCC) e em regime permanente.

A relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada é função de apenas uma variável independente, a razão cíclica  $D$ , conforme Equação (5.1).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = f(D) \quad (5.1)$$

E a relação entre a corrente de saída e a corrente de entrada é o inverso da Equação (5.1).

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{1}{f(D)} \quad (5.2)$$

As duas equações previamente descritas são utilizadas para obter a impedância de entrada do conversor CC-CC, representada por.

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \quad (5.3)$$

Substituindo as equações (5.1) e (5.2) em (5.3), chega-se a função que representa a impedância de entrada do conversor, dada pela Equação (5.4).

$$Z_{in} = \frac{1}{f(D)^2} Z_o \quad (5.4)$$

Para o uso desta impedância na técnica proposta de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) da impedância característica, primeiramente, a impedância de saída  $Z_o$  será tratada como uma carga resistiva ideal, Equação (5.5).

$$Z_o = R_o \quad (5.5)$$

E para uma análise inicial, a função da razão cíclica é a função de ganho estático característica dos conversores acumuladores de energia Buck-Boost, Cúk, SEPIC e Zeta, Equação (5.6).

$$f(D) = \frac{D}{(1-D)} \quad (5.6)$$

Assim,  $Z_{in}$  depende apenas do valor de  $R_o$  e da razão cíclica  $D$ .

$$Z_{in} = \frac{R_o}{f(D)^2} \quad (5.7)$$

Posteriormente será dada ênfase aos conversores que possuem outros ganhos estáticos.

Considerando um valor fixo de carga  $R_o$  o gráfico da impedância de entrada  $Z_{in}$  em função da razão cíclica é mostrado na Figura 5.1.

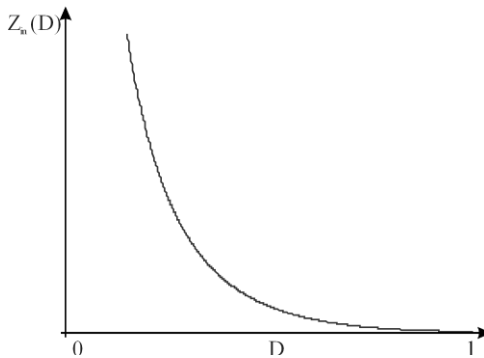


Figura 5.1 – Gráfico da impedância de entrada de um conversor em função da razão cíclica.

Percebe-se com o gráfico da Figura 5.1 que o aumento da razão cíclica provoca uma redução da impedância vista pelo módulo e vice-versa.

Para o estudo do novo método de MPPT que será analisado mais a frente, o conversor CC-CC será modelado apenas como uma impedância, conforme representado na Figura 5.2.

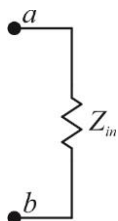


Figura 5.2 – Modelo do conversor CC-CC.

Impedância equivalente medida a partir dos terminais do módulo fotovoltaico.



## 6 ANÁLISE DA TÉCNICA DE RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

O método proposto de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) será chamado de método da Impedância Característica, porque o ponto de operação será levado a funcionar na máxima potência variando-se a impedância característica do conversor vista pelo módulo fotovoltaico (FV).

Para circuitos lineares, impedância elétrica ou simplesmente impedância é a medida da capacidade de um circuito de se opor ao fluxo de uma determinada corrente elétrica quando se aplica certa tensão elétrica em seus terminais.

No caso de um resistor, o valor de sua impedância é o seu próprio valor de resistência, enquanto que para indutores e capacitores, os valores da impedância também dependem da frequência, produzindo uma reatância.

A impedância  $Z$  de um circuito, medida em ohms ( $\Omega$ ), é a razão entre o fasor tensão  $\tilde{V}$  e o fasor corrente  $\tilde{I}$  [21].

Alguns valores de impedância são mostrados na curva característica  $I \times V$  do módulo FV, conforme Figura 6.1.

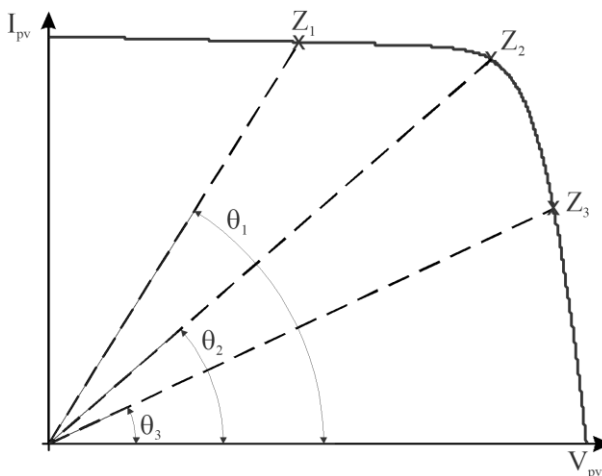


Figura 6.1 – Valores de impedância.

Sendo que os três valores de impedância são obtidos variando-se apenas a razão cíclica. Na Figura 6.1 tem-se que:  $Z_3 > Z_2 > Z_1$ .

## 6.1 MODELO ELÉTRICO DO MÓDULO FOTOVOLTAICO

O modelo elétrico do módulo FV descrito anteriormente, para operações com pequenas perturbações em torno do ponto de máxima potência (MPP), é outra vez apresentado neste capítulo por conveniência, Figura 6.2.

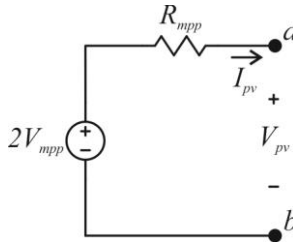


Figura 6.2 – Modelo elétrico do módulo fotovoltaico.

O modelo escolhido para o estudo da técnica de MPPT é o representado como fonte de tensão, desta maneira, apenas será necessário o monitoramento da tensão através de um simples sensor de tensão.

## 6.2 MODELO DO CONVERSOR

A equação que define a impedância de entrada do conversor CC-CC operando em modo de condução contínua (MCC) é reescrita na Equação (6.1).

$$Z_{in} = \frac{R_o}{f(D)^2} \quad (6.1)$$

E o modelo do conversor é novamente apresentado na Figura 6.3.



Figura 6.3 – Modelo.



### 6.3 CONECTANDO O MODELO ELÉTRICO DO MÓDULO FOTOVOLTAICO AO MODELO DO CONVERSOR

O modelo elétrico do módulo FV e o modelo elétrico do conversor CC-CC foram obtidos separadamente, e neste momento eles serão acoplados, a fim de dar início a análise do método proposto de MPPT da impedância característica.

A associação representativa dos blocos dos dois modelos é apresentada na Figura 6.4, onde por conveniência a carga  $R_o$  é colocada fora do bloco do conversor e um capacitor  $C_{pv}$  é colocado entre os blocos para deixar a saída do módulo FV com característica de fonte de tensão.

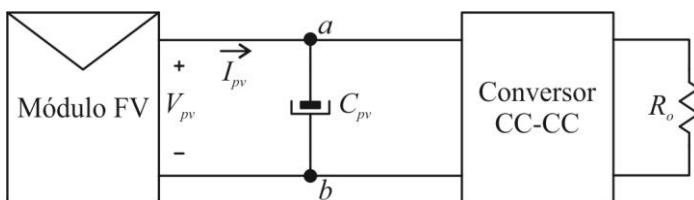


Figura 6.4 – Conexão dos modelos.

Substituindo o módulo FV e o conversor CC-CC pelos seus modelos elétricos reapresentados na Figura 6.2 e na Figura 6.3, respectivamente, a Figura 6.4 é simplificada e redesenhada na Figura 6.5, lembrando que este modelo é válido para o STC e para pequenas perturbações em torno do ponto de máxima potência (MPP), porque o sistema foi linearizado para operar no ponto de máxima potência.

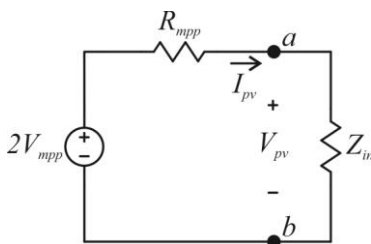


Figura 6.5 – Associação dos modelos.

A análise do MPPT rigorosamente começa deste ponto em diante. Primeiramente, é realizado um divisor resistivo para determinar a tensão nos terminais de  $Z_{in}$ , de acordo com a Equação (6.2).

$$V_{pv} = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_{mpp}} 2V_{mpp} \quad (6.2)$$

Substituindo a Equação (6.1) na Equação (6.2) e fazendo algumas simplificações chega-se à:

$$V_{pv} = \frac{R_o}{R_o + f(D)^2 R_{mpp}} 2V_{mpp} \quad (6.3)$$

Considera-se que o módulo FV está operando no ponto de máxima potência para o STC e que, por enquanto, a carga  $R_o$  é mantida com um valor constante. Deste modo, a tensão  $V_{pv}$  vai depender apenas de uma função dependente da razão cíclica  $D$ .

Mais uma vez, a princípio será efetuada a análise apenas para os conversores que possuem o ganho estático dado pela Equação (6.4).

$$f(D) = \frac{D}{(1 - D)} \quad (6.4)$$

O gráfico da tensão  $V_{pv}$  em relação à razão cíclica  $D$  é exibido na Figura 6.6.

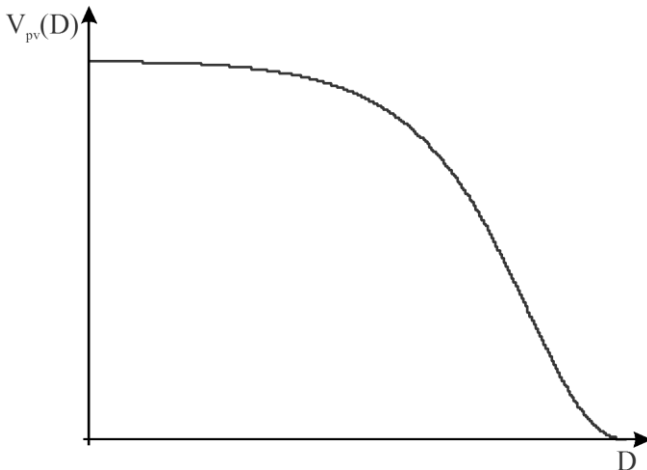


Figura 6.6 – Tensão de saída do módulo em função da razão cíclica.

Observando o gráfico da Figura 6.6, nota-se que o aumento da razão cíclica  $D$  provoca à diminuição do valor da tensão de saída do módulo FV, fato que será abordado mais adiante, quando o algoritmo precisará tomar uma decisão entre aumentar ou diminuir a razão cíclica, variando a tensão do módulo FV e consequentemente a tensão na carga para extrair a máxima potência disponível pelo módulo FV para uma dada condição de irradiância e temperatura.

## 6.4 POTÊNCIA EXTRAÍDA

A maneira mais fundamental para o cálculo da potência elétrica em um sistema de corrente contínua é exibida na Equação (6.5).

$$P = V \cdot I \quad (6.5)$$

Esta é a equação mais utilizada pelas técnicas de MPPT aplicadas a sistemas solares, sendo necessário mensurar duas variáveis para o cálculo da potência instantânea, o valor da tensão e o valor da corrente do módulo FV.

As variáveis mensuradas podem ser obtidas diretamente da saída do módulo FV ou em outro lugar do circuito, desde que, possam ser refletidas para a saída do módulo.

A técnica da impedância característica visa o uso de outra equação para encontrar o valor da potência. Esta também é muito conhecida, todavia, para a área de energia solar ela é pouco utilizada, Equação (6.6).

$$P = \frac{V^2}{Z_{in}} \quad (6.6)$$

O *insight* nesta equação vem de que apenas é necessário mensurar uma variável, em razão de, a impedância  $Z_{in}$  ser adquirida através da razão cíclica e do valor de carga  $R_o$ .

Será demonstrado no decorrer deste capítulo que não é necessário saber previamente o valor de  $R_o$ , porque ele não altera o sentido do algoritmo de rastreamento.

Uma grande vantagem se da devido à variável mensurada possuir a grandeza de tensão, dado que, o sensor é barato e de fácil construção, por exemplo, um divisor resistivo acoplado a um amplificador operacional na configuração de *buffer*, enquanto que o sensor de

corrente é mais caro e de difícil construção. Desta forma, elimina-se um componente do circuito aumentando sua robustez, porque quanto menor o número de componentes em um circuito menor a chance de falhas.

O gráfico da Equação (6.6) é expresso na Figura 6.7 para diferentes valores de  $R_o$ . Ele apresenta a potência entregue a carga em função da razão cíclica.

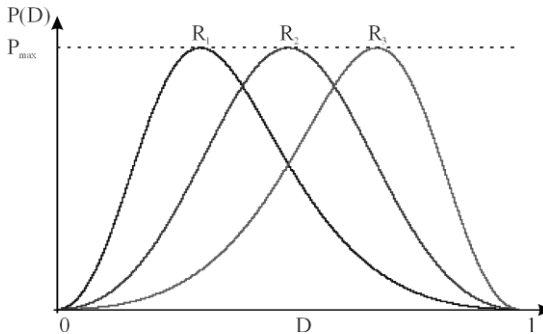


Figura 6.7 – Potência em função da razão cíclica.

Neste gráfico  $R_o$  assume os valores de  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$ , onde  $R_1 < R_2 < R_3$ .

Além de  $R_o$  não comprometer o funcionamento do algoritmo de MPPT, verifica-se que o valor de  $R_o$  também não influencia no valor da potência máxima  $P_{max}$  extraída do módulo FV, uma vez que, alterando o valor da razão cíclica consegue-se atingir a máxima potência para diferentes valores de  $R_o$ .

#### 6.4.1 Dedução matemática da equação geral

O algoritmo responsável pelo rastreamento do ponto de máxima potência tem origem a partir da Equação (6.6), e a principal equação pode ser obtida de duas maneiras diferentes, apresentadas na sequência.

##### 6.4.1.1 Primeiro método – Utilização de derivadas

O primeiro método é o mais intuitivo, em razão de utilizar derivadas parciais para uma função que tem duas variáveis independentes. Pode-se aplicar diretamente o conceito de derivada, mantendo uma variável constante enquanto a outra é derivada, ou

separar as derivadas e somá-las ao final. A última maneira é descrita a seguir.

Reescrevendo a Equação (6.6) na Equação (6.7), para prosseguir com os cálculos.

$$P = \frac{V^2}{Z_{in}} \quad (6.7)$$

Inicialmente, derivando a potência em relação à tensão na Equação (6.7), tem-se:

$$\frac{\partial P}{\partial V} = \frac{2V}{Z_{in}} \quad (6.8)$$

Posteriormente, derivando a potência em relação à impedância na Equação (6.7), chega-se à:

$$\frac{\partial P}{\partial Z_{in}} = -\frac{V^2}{Z_{in}^2} \quad (6.9)$$

Como a função da potência depende de duas variáveis, fez-se a derivada da função em relação a cada uma das variáveis individualmente. Depois, as derivadas são somadas, obtendo-se a Equação (6.10).

$$\partial P = \frac{2V}{Z_{in}} \partial V - \frac{V^2}{Z_{in}^2} \partial Z_{in} \quad (6.10)$$

Para programar as derivadas da Equação (6.10) em um microcontrolador, os termos que aparecem como derivada serão substituídos por variações, que ocorrerão entre dois intervalos de tempo consecutivos, da seguinte maneira:

$$\partial V = \Delta V = V_k - V_{k-1} \quad (6.11)$$

E,

$$\partial Z_{in} = \Delta Z_{in} = Z_{in_k} - Z_{in_{k-1}} \quad (6.12)$$

Onde os termos com subíndice ( $k$ ) se referem ao instante atual da amostra e os termos com subíndice ( $k - 1$ ) se referem ao instante imediatamente anterior.

Substituindo a Equação (6.11) e a Equação (6.12) na Equação (6.10) e acrescentando os subíndices aos outros termos, obtém-se:

$$\Delta P = \frac{2V_k}{Z_{in_k}} \Delta V - \frac{V_k^2}{Z_{in_k}^2} \Delta Z_{in} \quad (6.13)$$

#### 6.4.1.2 Segundo método – Utilização de pequenas perturbações

Partindo mais uma vez da Equação (6.6), reescrita na Equação (6.14) por comodidade.

$$P = \frac{V^2}{Z_{in}} \quad (6.14)$$

Aplicando-se pequenas perturbações em todos os membros da Equação (6.14), chega-se à Equação (6.15).

$$P + \Delta P = \frac{(V + \Delta V)^2}{Z_{in} + \Delta Z_{in}} \quad (6.15)$$

Todos os termos foram acrescentados de perturbações, porque como pode ser visto na Figura 5.1 e na Figura 6.6, a impedância e a tensão são variáveis dependentes da razão cíclica; assim sendo, quando houver um incremento na razão cíclica haverá mudança em ambas as variáveis e, conseqüentemente, a potência mudará também.

Desenvolvendo a Equação (6.15), obtém-se a Equação (6.16).

$$(P + \Delta P)(Z_{in} + \Delta Z_{in}) = (V + \Delta V)^2 \quad (6.16)$$

Expandindo todos os termos.

$$PZ_{in} + P\Delta Z_{in} + \Delta PZ_{in} + \Delta P\Delta Z_{in} = V^2 + 2V\Delta V + \Delta V^2 \quad (6.17)$$

Segundo [22], os termos que possuem multiplicação de duas variações podem ser cancelados, uma vez que, produzem um termo ainda menor. Logo,

$$PZ_{in} + P\Delta Z_{in} + \Delta PZ_{in} = V^2 + 2V\Delta V \quad (6.18)$$

Como os termos constantes são fixos, ou seja, pertencem ao ponto de operação, eles também podem ser retirados da equação geral para pequenos sinais, expressos na Equação (6.19).

$$PZ_{in} = V^2 \quad (6.19)$$

A retirada dos termos constantes serve para verificar se a dedução está correta, dado que, reorganizando a Equação (6.19) ela fica igual à Equação (6.14) que deu origem à dedução.

Então os termos que restaram são:

$$P\Delta Z_{in} + \Delta PZ_{in} = 2V\Delta V \quad (6.20)$$

Rearranjando os termos, tem-se:

$$\Delta P = \frac{2V}{Z_{in}}\Delta V - \frac{P}{Z_{in}}\Delta Z_{in} \quad (6.21)$$

Sendo que, conforme (6.14) reescrita em (6.22).

$$P = \frac{V^2}{Z_{in}} \quad (6.22)$$

E substituindo (6.22) em (6.21), chega-se á:

$$\Delta P = \frac{2V}{Z_{in}}\Delta V - \frac{V^2}{Z_{in}^2}\Delta Z_{in} \quad (6.23)$$

Acrescentando os subíndices à Equação (6.23), obtém-se a Equação (6.24).

$$\Delta P = \frac{2V_k}{Z_{in_k}}\Delta V - \frac{V_k^2}{Z_{in_k}^2}\Delta Z_{in} \quad (6.24)$$

Sendo que  $V_k$  se refere à tensão amostrada no módulo FV,  $V_{pv}$ .

Compara-se a Equação (6.24) com a Equação (6.13), e fica evidente que as duas equações são iguais. Portanto, utilizando duas metodologias diferentes de cálculo, a mesma equação foi obtida, atribuindo mais credibilidade a esta etapa de análise da técnica da impedância característica.

## 6.5 EQUAÇÃO GERAL

A equação geral da técnica de MPPT da impedância característica foi desenvolvida e está reescrita na Equação (6.25).

$$\Delta P = \frac{2V_k}{Z_{in_k}} \Delta V - \frac{V_k^2}{Z_{in_k}^2} \Delta Z_{in} \quad (6.25)$$

Esta é a equação mais importante do método, porque demonstra que a variação de potência é calculada apenas a partir da leitura da tensão, diminuindo a quantidade de sensores e, conseqüentemente, aumentando a robustez do método.

Além do conhecimento atual da tensão  $V_k$  é preciso saber o valor da tensão no ponto de operação anterior  $V_{k-1}$ , este valor é sempre atualizado e armazenado na memória do microcontrolador. Os valores de  $V_k$  e  $V_{k-1}$  são necessários para o cálculo do  $\Delta V$ , conforme Equação (6.11). Também é fundamental conhecer os valores da razão cíclica  $D_k$  e  $D_{k-1}$  e, por enquanto, o valor de  $R_o$ , para o cálculo de  $Z_{in_k}$  e  $\Delta Z_{in}$ , de acordo com a Equação (5.7) e a Equação (6.12).

Uma característica interessante do método da impedância característica é de que a potência  $P$  não é calculada diretamente; ao invés disso, é calculada a variação da potência, ou seja, o  $\Delta P$ .

O método de MPPT da impedância característica inicialmente foi implementado através do cálculo direto da Equação (6.25), onde, o algoritmo analisa a variação de potência e a variação de tensão para decidir qual deve ser o sentido tomado para atingir o MPP. Porém, outras propostas de implementação serão mostradas.

### 6.5.1 Relação entre potência e tensão

Com o propósito de facilitar a comparação do fluxograma do método da impedância característica com os de outros métodos de



rastreamento do ponto de máxima potência, optou-se por rearranjar os termos da Equação (6.25), reescrevendo-os na Equação (6.26).

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{2V_k}{Z_{in_k}} - \frac{V_k^2}{Z_{in_k}^2} \frac{\Delta Z_{in}}{\Delta V} \quad (6.26)$$

A Equação (6.26) calcula a variação de potência pela variação de tensão, e através deste resultado, positivo ou negativo, o algoritmo decide para onde deve ir o ponto de operação. Esta forma de analisar o sentido do algoritmo através da variação da potência pela variação da tensão é utilizada em várias técnicas.

A Figura 6.8 apresenta o gráfico da potência em função da tensão, e mostra um exemplo de como é retirada a derivada deste gráfico entre dois pontos consecutivos  $k$  e  $k - 1$ .

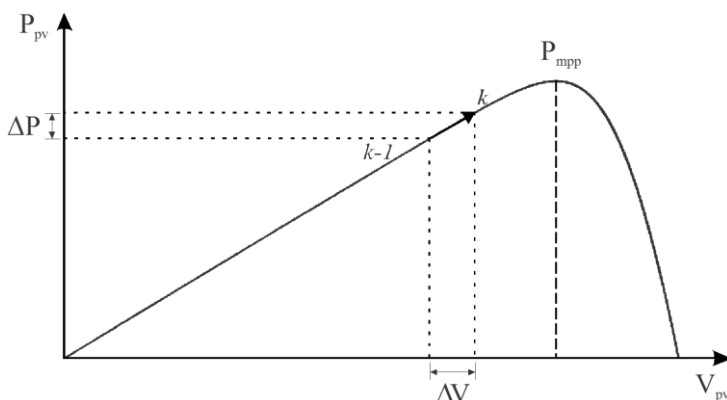


Figura 6.8 – Potência por tensão.

No ponto de máxima potência, tem-se que:

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = 0 \quad (6.27)$$

### 6.5.2 Relação entre potência e impedância

Outra maneira para a implementação desta nova técnica de MPPT para sistemas de energia fotovoltaica é dividir todos os termos da Equação (6.25) por  $\Delta Z_{in}$ , chegando a Equação (6.28).

$$\frac{\Delta P}{\Delta Z_{in}} = \frac{2 \cdot V_k}{Z_{in_k}} \frac{\Delta V}{\Delta Z_{in}} - \frac{V_k^2}{Z_{in_k}^2} \quad (6.28)$$

A Figura 6.9 representa o gráfico da potência em função da impedância.

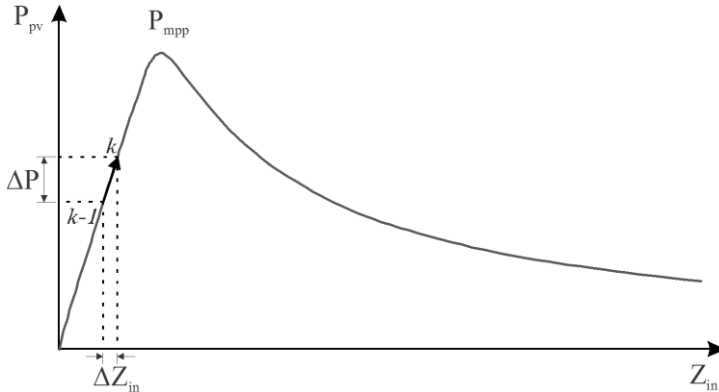


Figura 6.9 – Potência por impedância.

A utilização deste tipo de gráfico é incomum no meio das técnicas de MPPT, porém, ele apresenta um formato para o qual a análise pode ser análoga ao gráfico da Figura 6.8, onde existe somente um valor no eixo das abscissas para um valor de máxima potência, e para o lado esquerdo e para o lado direito, a partir do ponto de máxima potência (MPP), a potência vai diminuindo.

E no ponto de máxima potência, tem-se que:

$$\frac{\Delta P}{\Delta Z_{in}} = 0 \quad (6.29)$$

### 6.5.3 Ponto de máxima potência

Assim, como demonstrado anteriormente no ponto de máxima potência, tem-se que:

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = 0 \quad (6.30)$$

E,

$$\frac{\Delta P}{\Delta Z_{in}} = 0 \quad (6.31)$$

Desse modo, as duas equações assumem simultaneamente o valor de zero no MPP. Portanto, qualquer uma das duas equações pode ser utilizada para implementar a técnica de MPPT da impedância característica.

## 6.6 ANÁLISE DA EQUAÇÃO DE RASTREAMENTO

Para análise e implementação da técnica de MPPT da impedância característica é adotada a equação que utiliza a relação entre potência e tensão, devido a sua familiaridade. Reescrevendo a equação base de rastreamento (6.26) em (6.32).

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{2V_k}{Z_{in_k}} - \frac{V_k^2}{Z_{in_k}^2} \frac{\Delta Z_{in}}{\Delta V} \quad (6.32)$$

Substituindo as equações (6.11) e (6.12) em (6.32), chega-se à Equação (6.33).

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{2V_k}{Z_{in_k}} - \frac{V_k^2}{Z_{in_k}^2} \left( \frac{Z_{in_k} - Z_{in_{k-1}}}{V_k - V_{k-1}} \right) \quad (6.33)$$

Substituindo  $Z_{in}$  pela Equação (5.7) para os instantes de amostra  $(k)$  e  $(k - 1)$ , obtém-se:

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{2V_k}{\left[ \frac{R_o}{f(D_k)^2} \right]} - \frac{V_k^2}{\left[ \frac{R_o}{f(D_k)^2} \right]^2} \frac{\left[ \frac{R_o}{f(D_k)^2} - \frac{R_o}{f(D_{k-1})^2} \right]}{V_k - V_{k-1}} \quad (6.34)$$

Simplificando  $R_o$ , tem-se:

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{2V_k}{\left[ \frac{R_o}{f(D_k)^2} \right]} - \frac{V_k^2}{\frac{R_o^2}{f(D_k)^4}} \frac{\frac{1}{f(D_k)^2} - \frac{1}{f(D_{k-1})^2}}{V_k - V_{k-1}} \quad (6.35)$$

E colocando  $R_o$  em evidência, chega-se à Equação (6.36).

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{1}{R_o} \left\{ \frac{2V_k}{\frac{1}{f(D_k)^2}} - \frac{V_k^2}{\frac{1}{f(D_k)^4}} \frac{\left[ \frac{1}{f(D_k)^2} - \frac{1}{f(D_{k-1})^2} \right]}{V_k - V_{k-1}} \right\} \quad (6.36)$$

A Equação (6.36) é a equação que será implementada no algoritmo, sem modificações. Apenas o valor de  $R_o$  estará exposto de outra maneira como será analisado a seguir.

## 6.7 ANÁLISE DA EQUAÇÃO DE RASTREAMENTO NO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Partindo da análise da equação base de rastreamento, reescrita na Equação (6.37):

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{2V_k}{Z_{in_k}} - \frac{V_k^2}{Z_{in_k}^2} \frac{\Delta Z_{in}}{\Delta V} \quad (6.37)$$

Conforme o ponto de operação se aproxima do ponto de máxima potência a relação exposta na Equação (6.38) vai diminuindo até tornar-se nula.

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = 0 \quad (6.38)$$

Então, exatamente no ponto de máxima potência.

$$\frac{2 \cdot V_k}{Z_{in_k}} - \frac{V_k^2}{Z_{in_k}^2} \frac{\Delta Z_{in}}{\Delta V} = 0 \quad (6.39)$$

Fazendo as devidas substituições.

$$\frac{2V_k}{\left[ \frac{R_o}{f(D_k)^2} \right]} - \frac{V_k^2}{\left[ \frac{R_o}{f(D_k)^2} \right]^2} \frac{\left[ \frac{R_o}{f(D_k)^2} - \frac{R_o}{f(D_{k-1})^2} \right]}{V_k - V_{k-1}} = 0 \quad (6.40)$$

Simplificando  $R_o$

$$\frac{2V_k}{\left[\frac{R_o}{f(D_k)^2}\right]} - \frac{V_k^2}{\frac{R_o^2}{f(D_k)^4}} \frac{\frac{R_o}{1} \left[ \frac{1}{f(D_k)^2} - \frac{1}{f(D_{k-1})^2} \right]}{V_k - V_{k-1}} = 0 \quad (6.41)$$

Reescrevendo e organizando

$$\frac{2V_k}{\left[\frac{R_o}{f(D_k)^2}\right]} = \frac{V_k^2}{\frac{R_o}{f(D_k)^4}} \frac{\left[ \frac{1}{f(D_k)^2} - \frac{1}{f(D_{k-1})^2} \right]}{V_k - V_{k-1}} \quad (6.42)$$

Simplificando mais uma vez

$$\frac{2V_k}{\left[\frac{R_o}{f(D_k)^2}\right]} = \frac{V_k^2}{\frac{R_o}{f(D_k)^4}} \frac{\left[ \frac{1}{f(D_k)^2} - \frac{1}{f(D_{k-1})^2} \right]}{V_k - V_{k-1}} \quad (6.43)$$

Reorganizando os termos

$$\frac{2V_k}{\left[\frac{1}{f(D_k)^2}\right]} = \frac{V_k^2}{\frac{1}{f(D_k)^4}} \frac{\left[ \frac{1}{f(D_k)^2} - \frac{1}{f(D_{k-1})^2} \right]}{V_k - V_{k-1}} \quad (6.44)$$

Percebe-se que o termo  $R_o$  desaparece da Equação (6.44), e a partir deste instante surge um novo termo, dado pela Equação (6.45).

$$Z_{in}^{PU} = \frac{1}{f(D)^2} \quad (6.45)$$

Sendo que o termo  $Z_{in}^{PU}$  é uma imagem da impedância de entrada do conversor, medida em PU; e depende apenas do valor da razão cíclica no ponto de amostragem ( $k$ ) ou ( $k - 1$ ).

Comparando a equação da impedância (6.45) com a equação original da impedância (5.7), percebe-se que elas são quase iguais apenas se diferenciando pelo termo  $R_o$ , ou seja, o asterisco na Equação (6.45) significa que a impedância independe de  $R_o$  no MPP.

Substituindo os termos da Equação (6.44) pelo novo termo expresso na Equação (6.45), obtém-se:

$$\frac{2V_k}{Z_{in_k}^{PU}} = \frac{V_k^2}{(Z_{in_k}^{PU})^2} \frac{\Delta Z_{in}^{PU}}{\Delta V} \quad (6.46)$$

Simplificando e reorganizando

$$\frac{2\Delta V}{V_k} = \frac{\Delta Z_{in}^{PU}}{Z_{in_k}^{PU}} \quad (6.47)$$

Ou

$$\frac{\Delta V}{V_k} \frac{Z_{in_k}^{PU}}{\Delta Z_{in}^{PU}} = 0,5 \quad (6.48)$$

A Equação (6.48) é mais uma equação importante, porque se for satisfeita, significa que o sistema estará operando no ponto de máxima potência. Ou seja, no momento em que  $R_o$  não influenciar mais nos cálculos, o módulo FV está operando no MPP.

A partir desta nova descoberta será dada ênfase a independência do valor da carga  $R_o$  no algoritmo do método de MPPT da impedância característica.

## 6.8 PASSO - VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA

A variação da razão cíclica entre dois instantes consecutivos ( $k$ ) e  $(k - 1)$  é definida como passo, ou mais conhecida como *step*, representado por  $\Delta D$ ; este pode assumir sempre o mesmo valor, passo fixo, ou pode possuir diversos valores, passo variável, durante todo o algoritmo de MPPT.

Na abordagem que utiliza o passo fixo  $\Delta D_{fix}$  uma das seguintes situações é comprometida, ou a rapidez que o algoritmo leva para atingir o ponto de máxima potência ou o tamanho da oscilação em torno deste.

Em relação ao passo variável  $\Delta D_{var}$ , como o próprio nome sugere, o passo varia, assumindo diversos valores durante todo o rastreamento. Enquanto o ponto de operação está longe do ponto de máxima potência, o tamanho do passo é grande, podendo ser limitado

em um valor máximo para proteger o conversor. Conforme o ponto de operação se aproxima do ponto de máxima potência, o tamanho do passo diminui, sendo seu valor mínimo limitado pela resolução do microcontrolador e pela frequência de comutação do interruptor comandado.

## 6.9 INFLUÊNCIA DE $R_o$

Reescrevendo a Equação (6.36) na Equação (6.49).

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{1}{R_o} \left\{ \frac{2V_k}{\frac{1}{f(D_k)^2}} - \frac{V_k^2}{\frac{1}{f(D_k)^4}} \frac{\left[ \frac{1}{f(D_k)^2} - \frac{1}{f(D_{k-1})^2} \right]}{V_k - V_{k-1}} \right\} \quad (6.49)$$

Nota-se que  $R_o$  é um fator comum a todos os termos do lado direito da Equação (6.49), tanto que, foi colocado em evidência. Assim, multiplicando ambos os lados por  $R_o$ , tem-se:

$$R_o \frac{\Delta P}{\Delta V} = \left\{ \frac{2V_k}{\frac{1}{f(D_k)^2}} - \frac{V_k^2}{\frac{1}{f(D_k)^4}} \frac{\left[ \frac{1}{f(D_k)^2} - \frac{1}{f(D_{k-1})^2} \right]}{V_k - V_{k-1}} \right\} \quad (6.50)$$

Na Equação (6.50) fica evidenciado que  $R_o$  é um fator multiplicativo de  $\Delta P/\Delta V$ .

A influência de  $R_o$  é abordada por duas vertentes, onde o tipo do passo do algoritmo é o critério de análise.

### 6.9.1 Algoritmo com passo fixo

Como o valor de  $R_o$  é sempre positivo ele não influencia no sentido do algoritmo, ou seja, não altera o sinal do resultado de  $\Delta P/\Delta V$  na Equação (6.49). Se o resultado for positivo continuará sendo positivo e se for negativo continuará sendo negativo. Contudo,  $R_o$  alterará a magnitude da relação  $\Delta P/\Delta V$ , o que não importará se o algoritmo utilizar passo fixo.

$$\Delta D_{fix} = FIX \quad (6.51)$$

Onde  $FIX$  refere-se a um valor de passo fixo estabelecido no algoritmo.

Esta análise da técnica de MPPT da impedância característica utilizando passo fixo pode ser considerada como a técnica original, onde ela independe do valor de  $R_o$ .

### 6.9.2 Algoritmo com passo variável

Se o algoritmo utilizar passo variável e o tamanho deste passo for obtido através da relação  $\Delta P/\Delta V$ , como é feito pela maioria das técnicas, então  $R_o$  influenciará no tamanho do passo.

Porém, somente a relação  $\Delta P/\Delta V$  não é suficiente para determinar o tamanho do passo variável, uma vez que a relação é muito grande, o que leva a multiplicar esta relação por um fator de escala  $X$ . O valor deste fator multiplicativo pode ser obtido conforme [23], deixando o passo variável com o formato da Equação (6.52).

$$\Delta D_{var} = X \frac{\Delta P}{\Delta V} \quad (6.52)$$

Compara-se o lado esquerdo da Equação (6.50) com o lado direito da Equação (6.52), e se percebe que o valor do fator de escala  $X$  é igual a  $R_o$ , talvez em alguma aplicação, ou em algum ponto de operação específico esta relação seja verdade, mas o objetivo é identificar o valor de  $X$ .

$$X = num \cdot R_o \quad (6.53)$$

Conclui-se que o valor de  $R_o$  está implícito em  $X$ , e como apenas o  $X$  precisa ser descoberto, não interessa o valor de  $R_o$  porque não é necessário encontrar o valor da variável  $num$ .

Portanto, o valor de  $R_o$  não influencia no método de MPPT da impedância característica, se o fator de escala  $X$  do sistema for configurado para operar com um determinado valor de carga  $R_o$ .

Contudo, se após o valor do fator de escala  $X$  ter sido calculado e programado no algoritmo do microcontrolador ocorrer a mudança de  $R_o$ , este irá influenciar na velocidade de rastreamento do MPP.

Deste modo, determina-se que o valor de  $X$  seja obtido com o valor de carga que proporcione a potência nominal para a qual o



conversor CC-CC foi projetado. Assim sendo, caso  $R_o$  mude,  $X$  ficará com a forma da Equação (6.54).

$$X = num \frac{R_o}{k_x} \quad (6.54)$$

Onde  $k_x > 1$  se a carga aumentar ( $R_o$  diminuir) e  $0 < k_x < 1$  se a carga diminuir ( $R_o$  aumentar).

Quando  $0 < k_x < 1$ , isto pode fazer com que  $\Delta D_{var}$  seja maior do que deveria ser, podendo até saturar o valor do passo no valor máximo programado. Isto não é problema se o sistema estiver longe do MPP, visto que, o MPP será encontrado com maior velocidade.

O que pode acontecer é que com a aproximação do MPP, para um novo valor de  $R_o$  diferente do valor nominal, o valor de  $\Delta D_{var}$  fique maior que o valor mínimo, aumentando a oscilação da potência em torno do MPP e consequentemente diminuindo a potência extraída do módulo FV.

Enquanto que, se  $k_x > 1$ , isto pode fazer com que  $\Delta D_{var}$  seja menor do que deveria ser, podendo até saturar o valor do passo no valor mínimo programado. Isto não impedirá que o sistema atinja o MPP, apenas fará com que o rastreamento seja mais lento.

Esta abordagem da técnica da impedância característica utilizando passo variável pode ser classificada como técnica da impedância característica modificada, onde o valor de  $R_o$  influencia na rapidez do MPPT.

## 6.10 SENTIDO DO PONTO DE OPERAÇÃO

Pelos motivos apresentados anteriormente, a Equação (6.26) que representa  $\Delta P / \Delta V$  será utilizada como equação de rastreamento para análise e implementação da técnica de MPPT da impedância característica.

### 6.10.1 Lado esquerdo

Analisando primeiramente as variações pertencentes ao lado esquerdo do ponto de máxima potência  $P_{mpp}$ , de acordo com a Figura 6.10.

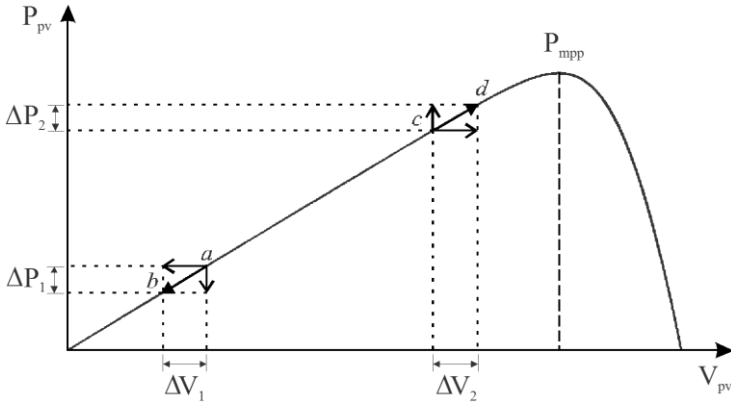


Figura 6.10 – Análise das derivadas, lado esquerdo.

Quando ocorre a variação do ponto  $a$  para o ponto  $b$

$$\Delta V_1 < 0 \quad (6.55)$$

E,

$$\Delta P_1 < 0 \quad (6.56)$$

Porém, o resultado final

$$\frac{\Delta P_1}{\Delta V_1} > 0 \quad (6.57)$$

E quando acontece o deslocamento do ponto de operação  $c$  para o ponto de operação  $d$ , tem-se:

$$\Delta V_2 > 0 \quad (6.58)$$

E,

$$\Delta P_2 > 0 \quad (6.59)$$

E o resultado final,

$$\frac{\Delta P_2}{\Delta V_2} > 0 \quad (6.60)$$

Logo, se o ponto de operação estiver no lado esquerdo do ponto de máxima potência o resultado da Equação (6.26) será sempre positivo, conforme a Equação (6.57) e a Equação (6.60), então:

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} esq > 0 \quad (6.61)$$

Assim, se  $\Delta V > 0$  produzir  $\Delta P > 0$ , o algoritmo continua neste sentido, visto que, a potência aumentou. Deste modo, é provocado mais uma vez um  $\Delta V > 0$  para verificar se a potência aumenta novamente. E conforme pode ser visto no gráfico da Figura 6.6, para aumentar o valor da tensão é necessário diminuir o valor da razão cíclica, ou seja, deve ocorrer um decremento na razão cíclica do tamanho de um passo.

E se  $\Delta V < 0$  produzir  $\Delta P < 0$ , o algoritmo vai para o sentido oposto, com o propósito de aumentar a potência, uma vez que no sentido atual ela diminuiu. E para ir ao sentido contrário é necessário ter  $\Delta V > 0$ , e como descrito anteriormente para aumentar o valor da tensão é preciso que a razão cíclica diminua. Assim sendo, o passo é negativo.

Deste modo, conclui-se que quando o ponto de operação estiver ao lado esquerdo de  $P_{mpp}$  a razão cíclica deve diminuir.

$$D_k = D_{k-1} - \Delta D \quad (6.62)$$

### 6.10.2 Lado direito

Analisando o lado direito do ponto de máxima potência  $P_{mpp}$ , conforme a Figura 6.11.

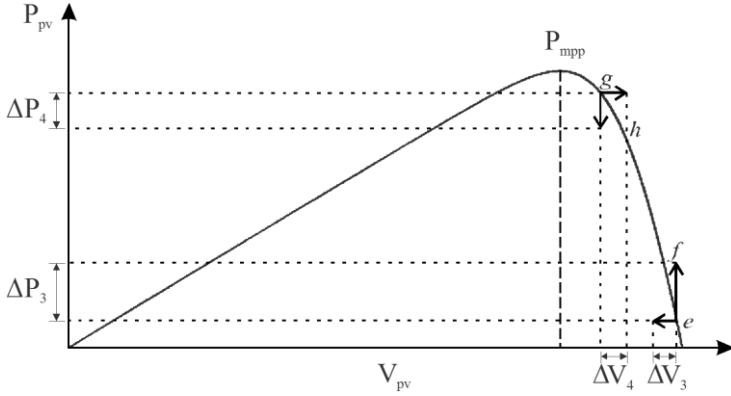


Figura 6.11 – Análise das derivadas, lado direito.

Quando ocorre a variação do ponto *e* para o ponto *f*

$$\Delta V_3 < 0 \quad (6.63)$$

E,

$$\Delta P_3 > 0 \quad (6.64)$$

O resultado da relação fica

$$\frac{\Delta P_3}{\Delta V_3} < 0 \quad (6.65)$$

E quando acontece o deslocamento do ponto de operação *g* para o ponto de operação *h*, tem-se:

$$\Delta V_4 > 0 \quad (6.66)$$

E,

$$\Delta P_4 < 0 \quad (6.67)$$

Resultando em:

$$\frac{\Delta P_4}{\Delta V_4} < 0 \quad (6.68)$$

Logo, as equações (6.65) e (6.68) demonstram que se o ponto de operação estiver no lado direito do ponto de máxima potência, o resultado da relação  $\Delta P/\Delta V$  sempre será negativo.

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} dir < 0 \quad (6.69)$$

Assim, se  $\Delta V > 0$  produzir  $\Delta P < 0$ , o algoritmo vai para o sentido oposto, com a intenção de aumentar a potência, visto que, no sentido atual ela diminuiu. E para trocar de sentido é necessário ter  $\Delta V < 0$  e, com o intuito de diminuir o valor da tensão é preciso que a razão cíclica aumente. Assim sendo, o passo é positivo.

No entanto, se um  $\Delta V < 0$  produzir um  $\Delta P > 0$ , o algoritmo mantém o mesmo sentido, dado que, a potência aumentou. Deste modo, é provocado mais uma vez um  $\Delta V < 0$  para verificar se a potência aumenta novamente. Então, para diminuir o valor da tensão, o valor da razão cíclica deve aumentar, resultando em um passo positivo.

Deste modo, conclui-se que quando o ponto de operação estiver ao lado direito de  $P_{mpp}$  a razão cíclica deve aumentar.

$$D_k = D_{k-1} + \Delta D \quad (6.70)$$

### 6.10.3 Fluxograma

Toda a análise realizada anteriormente para a definição do sentido que a razão cíclica deve adotar é apresentada em forma de fluxograma.

O fluxograma que representa a ideia principal de como é realizado o algoritmo é exposto na Figura 6.12.

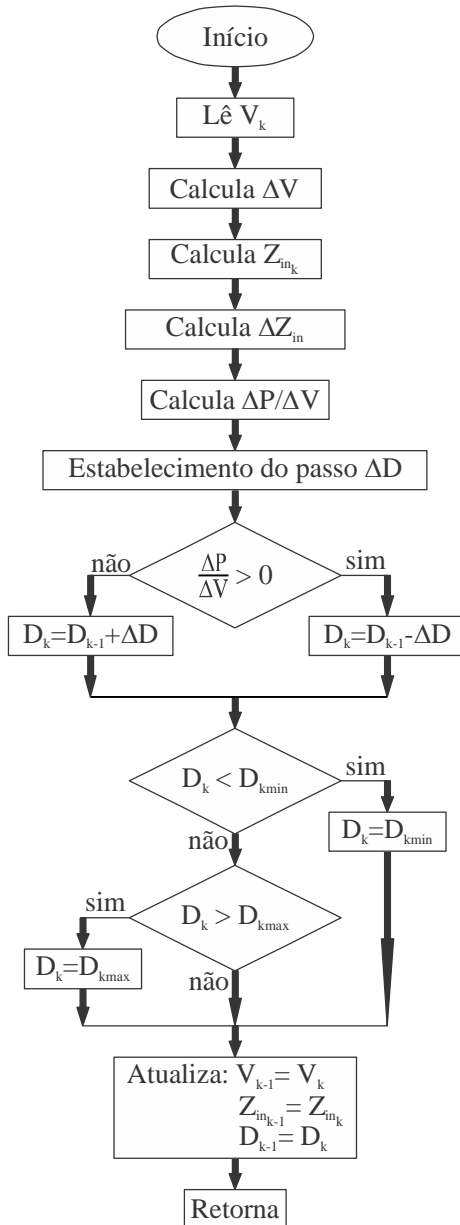


Figura 6.12 – Fluxograma do método da Impedância Característica.

#### 6.10.4 Análise do sentido da razão cíclica devido às condições climáticas

A Figura 6.13 apresenta a curva característica  $I \times V$  de um módulo FV operando no STC, em que, o eixo das ordenadas representa a corrente de saída do módulo FV e o eixo das abscissas representa a tensão nos terminais do módulo FV.

Como a resistência depende da tensão sobre seus terminais e da corrente que a atravessa, ela é obtida naturalmente a partir do gráfico da Figura 6.13.

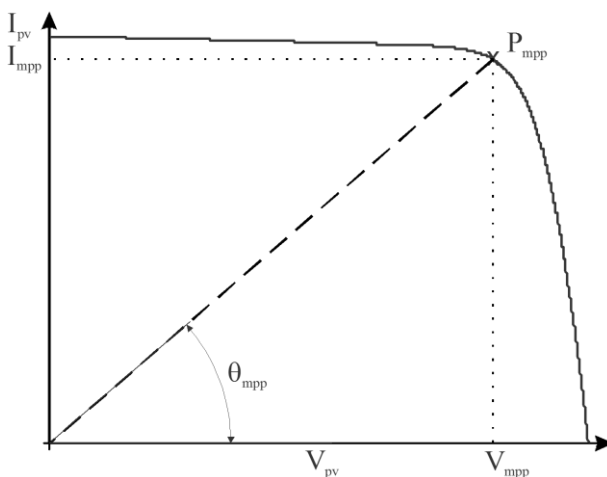


Figura 6.13 – Impedância.

A impedância responsável por colocar o ponto de operação do módulo FV no MPP é obtida conforme a Equação (6.71).

$$R = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{V_{mpp} - 0}{I_{mpp} - 0} \quad (6.71)$$

Acrescentado o ângulo  $\theta$  na Equação (6.71), tem-se:

$$\tan^{-1}(\theta_{mpp}) = \frac{I_{mpp}}{V_{mpp}} \quad (6.72)$$

Rearranjando os termos

$$\tan^{-1}(\theta_{mpp}) = \frac{1}{\left(\frac{V_{mpp}}{I_{mpp}}\right)} \quad (6.73)$$

E substituindo

$$\tan^{-1}(\theta_{mpp}) = \frac{1}{Z_{in_{mpp}}} \quad (6.74)$$

Porém, segundo a Equação (5.7) reescrita na Equação (6.75).

$$Z_{in} = \frac{R_o}{f(D)^2} \quad (6.75)$$

Então

$$\tan^{-1}(\theta_{mpp}) = \frac{1}{\left[\frac{R_o}{f(D)^2}\right]} \quad (6.76)$$

E,

$$\tan^{-1}(\theta_{mpp}) = \frac{f(D)^2}{R_o} \quad (6.77)$$

Portanto, a função da razão cíclica é proporcional ao ângulo  $\theta$ , enquanto que o valor da resistência de carga é inversamente proporcional.

#### 6.10.4.1 Variação da irradiância

Considera-se a condição em que ocorre o decréscimo da potência gerada pelo módulo FV devido à diminuição de irradiância.

Diminuindo a intensidade de irradiância e mantendo a temperatura e a carga  $R_o$  constantes, de acordo com o gráfico da Figura 6.14, o ponto de operação de máxima potência diminui de  $P_{1mpp}$  para  $P_{2mpp}$ , e o ângulo passa de  $\theta_1$  para  $\theta_2$ , ou seja, o ângulo diminui. Isto



significa que a impedância aumentou, e como  $D$  é diretamente proporcional ao ângulo  $\theta$  então  $D$  diminui também.

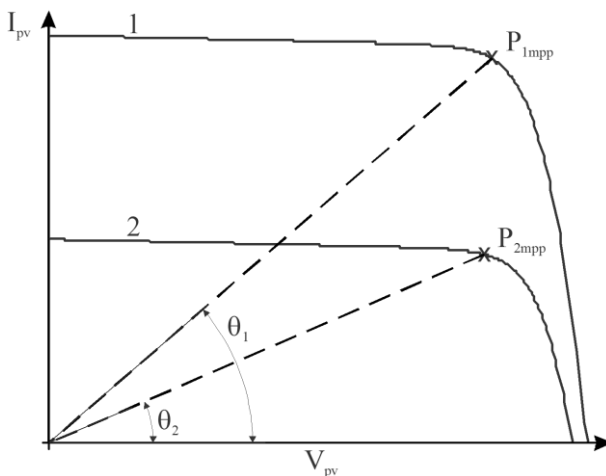


Figura 6.14 – Degrau de irradiância.

#### 6.10.4.2 Variação da temperatura

Considera-se a condição em que ocorre o decréscimo da potência gerada pelo módulo FV devido ao aumento de temperatura.

Aumentando a temperatura e mantendo a intensidade de irradiância e a carga  $R_o$  constantes, conforme mostrado na Figura 6.15, o ponto de operação de máxima potência diminui de  $P_{3mpp}$  para  $P_{4mpp}$ , e o ângulo passa de  $\theta_3$  para  $\theta_4$ , ou seja, o ângulo aumentou. Isto significa que a impedância diminuiu, e como  $D$  é diretamente proporcional ao ângulo  $\theta$ , então,  $D$  aumenta também.

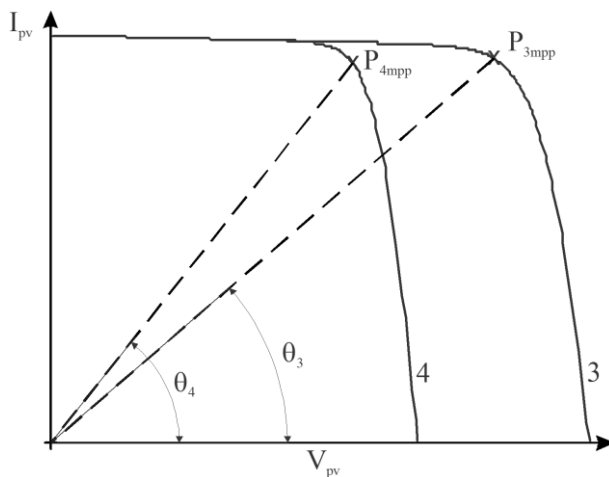


Figura 6.15 – Degrau de temperatura.

Nos dois exemplos analisados, o valor de carga  $R_o$  é mantido constante; porém, pelas análises das equações, não importa o valor que a carga assumir o método de MPPT não será influenciado.

## 7 ANÁLISE GRÁFICA SIMULADA DA TÉCNICA DE MPPT

O ponto de máxima potência (MPP) depende de diversos fatores ambientais como irradiância solar e temperatura; sendo que para cada condição existe um ponto de máxima potência específico. O objetivo da técnica de MPPT da impedância característica é colocar o ponto de operação do módulo fotovoltaico (FV) no ponto de máxima potência.

Este é um método que utiliza o valor da diferença entre dois instantes consecutivos, ligeiramente pequenos, em substituição aos termos das derivadas nas equações. E quando o intervalo entre estes instantes torna-se grande, esta aproximação não é mais válida. Isto não afeta o objetivo do método, apenas desorienta a tomada de decisão no primeiro instante após um degrau abrupto de irradiância ou temperatura. Porém, uma solução será apresentada para que este efeito não afete o algoritmo de rastreamento.

O algoritmo de MPPT é testado considerando que o conversor está ligado a 5 módulos solares de 200 W cada um, conectados em série, produzindo uma potência de 1000 W para a Condições Padrão de Referência para Ensaio (STC) e 710 W para a condição de Temperatura Nominal de Operação da Célula (NOCT). A taxa de amostragem ficou definida em 0,1 s.

### 7.1 DEGRAU DE IRRADIÂNCIA

Primeiramente, é demonstrado o comportamento desta nova técnica de MPPT da impedância característica através de dois grandes degraus de irradiância.

A condição de um grande degrau de irradiância ocorre com bastante frequência na prática. Apesar de ser difícil considerar a idealidade de que uma nuvem cubra instantaneamente um módulo FV produzindo um degrau de irradiância abrupto, devido à taxa de amostragem ser lenta, neste caso 0,1 s, o algoritmo identificará um degrau com grande valor, porque no primeiro instante de amostragem haverá um valor de irradiância e logo no instante seguinte haverá outro valor de irradiância bem diferente do anterior.

Verificou-se na Figura 6.14 o efeito de um degrau de irradiância. Porém, nesta etapa será enfatizada a trajetória que o ponto de operação percorre desde o atual até o novo MPP, devido a um degrau de irradiância, conforme apresentado na Figura 7.1.

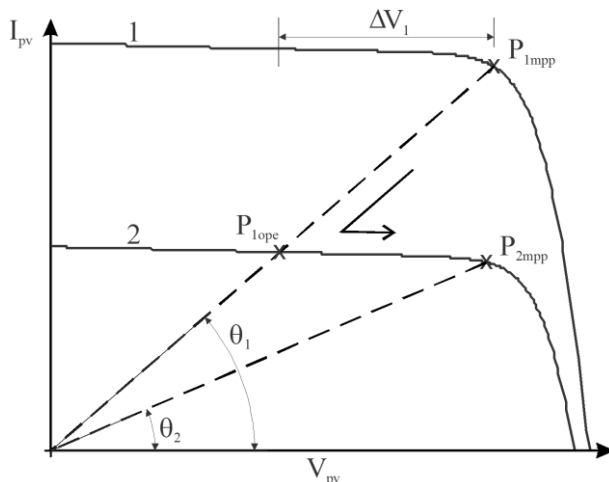


Figura 7.1 – Degrâu negativo de irradiância

Primeiramente, é observado o efeito da diminuição da potência fornecida pelo módulo FV, neste caso, deve ocorrer o decréscimo de irradiância incidente no módulo FV.

Considerando um grande degrâu negativo de irradiância de  $200 \text{ W/m}^2$ , passando de  $800 \text{ W/m}^2$  para  $600 \text{ W/m}^2$ , e mantendo constantes a temperatura em  $47^\circ\text{C}$  e a carga  $R_o$ , a curva  $I \times V$  que representa os pontos de operação possíveis do módulo FV muda da curva 1 para a curva 2.

O novo ponto de operação de máxima potência é o  $P_{2mpp}$ , o valor da tensão neste novo ponto é apenas um pouco menor do que o valor da tensão do ponto de máxima potência anterior  $P_{1mpp}$ , em consequência de a irradiância não alterar significativamente o valor da tensão de MPP.

Enquanto o sistema estava operando no ponto de máxima potência  $P_{1mpp}$ , a razão cíclica  $D$  que o algoritmo produzia fazia o conversor emular uma impedância vista pelo módulo FV, identificada através do ângulo  $\theta_1$ .

No instante do degrâu de irradiância, a razão cíclica se mantém constante deslocando o ponto de operação de  $P_{1mpp}$  para  $P_{1ope}$ . Isto ocasionará uma variação de tensão  $\Delta V_1$  elevada, provocando um erro de cálculo na Equação (7.1), uma vez que, as derivadas foram substituídas por pequenas variações e o caso agora é diferente. O erro de cálculo apenas acontece no primeiro instante de amostragem após o degrâu de irradiância.

Então o algoritmo deverá deslocar o ponto de operação de  $P_{1ope}$  para  $P_{2mpp}$ , resultando em aumento do valor da tensão. E conforme a Figura 6.6 mostra, o valor da tensão aumenta quando o valor da razão cíclica diminui, e para a razão cíclica diminuir o resultado da Equação (7.1) deve ser positivo.

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{2V_k}{Z_{in_k}} - \frac{V_k^2}{Z_{in_k}^2} \cdot \frac{\Delta Z_{in}}{\Delta V} \quad (7.1)$$

Quase todos os termos da Equação (7.1) são positivos, exceto  $\Delta V$  que neste caso tem o valor de  $\Delta V_1$ . O sinal negativo de  $\Delta V_1$  juntamente com o sinal negativo da equação torna o resultado final positivo, independente da dimensão de  $\Delta V_1$ . Então, o resultado sempre será positivo não importando quão grande seja  $\Delta V_1$  e o algoritmo conduzirá o ponto de operação na direção certa, desde o primeiro instante, conforme o gráfico da Figura 7.2.

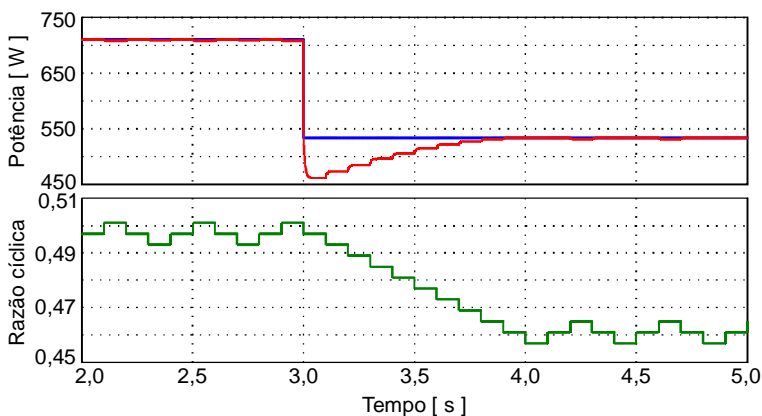


Figura 7.2 – Potência e razão cíclica durante a diminuição da irradiância.

Agora, visando o aumento de potência, utilizando o ponto de operação atual  $P_{2mpp}$ , aplica-se um degrau positivo de irradiância de mesma intensidade que o anterior, o sistema volta às condições originais. Neste caso, a mesma analogia feita para um degrau de irradiância negativo é feita para o degrau de irradiância positivo, onde o ponto de operação passa primeiramente de  $P_{2mpp}$  para  $P_{2ope}$  e posteriormente para o ponto de máxima potência original  $P_{1mpp}$ .

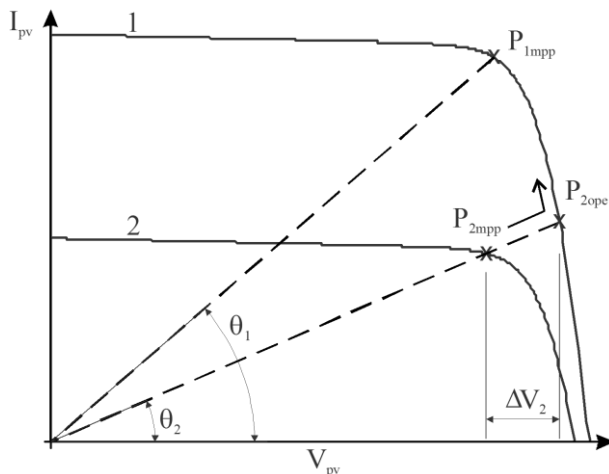


Figura 7.3 – Degrau positivo de irradiância.

Quando ocorre um degrau positivo de irradiância o valor da tensão deve aumentar um pouco, uma vez que, os valores das tensões dos MPP são próximos. No entanto, o valor da tensão aumentou bastante  $\Delta V_2$ , indo além do desejado. Portanto, se antes a tensão deveria aumentar um pouco, agora ela tem que diminuir bastante. Então a razão cíclica deve aumentar.

E para aumentar a razão cíclica  $D$  o resultado da Equação (7.2) deve ser negativo, mas um erro, que acontece apenas uma vez logo após o degrau de irradiância faz o sistema diminuir a razão cíclica indo para o sentido contrário.

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{2 \cdot V_k}{Z_{in_k}} - \frac{V_k^2}{Z_{in_k}^2} \cdot \frac{\Delta Z_{in}}{\Delta V} \quad (7.2)$$

Todos os termos são positivos, inclusive  $\Delta V$  representado por  $\Delta V_2$ . Mas devido a ele ser muito grande o termo negativo da equação fica muito pequeno, fazendo o termo positivo prevalecer sobre o negativo, tornando o resultado final positivo ao invés de negativo, conforme mostra a Figura 7.4.

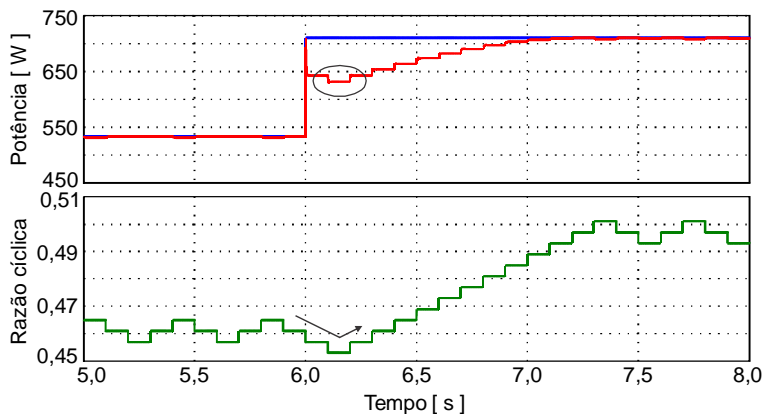


Figura 7.4 – Potência e razão cíclica durante o aumento da irradiância.

Nitidamente a Figura 7.4 mostra que a razão cíclica diminui logo após o degrau positivo de irradiância fazendo a potência rastreada ir em direção oposta à máxima potência disponível.

Outro modo de analisar este fenômeno é a maneira de como ele é visto pelo método de MPPT do Perturba e Observa (P&O) tradicional. No momento do degrau positivo de irradiância o sistema percebe que ocorreu um aumento do valor da tensão  $\Delta V_2 > 0$  e que ocorreu também um aumento do valor da potência  $(P_{2ope} - P_{2mpp}) > 0$ . Portanto, o valor da potência aumentou devido ao aumento do valor da tensão. O sistema entende que está do lado esquerdo do MPP, assim sendo, o algoritmo diminui o valor da razão cíclica para aumentar o valor da tensão pretendendo aumentar o valor da potência também. Porém, como o ponto de operação está à direita do MPP, uma diminuição da razão cíclica irá provocar a diminuição da potência.

## 7.2 DEGRAU DE TEMPERATURA

Neste item será abordado o degrau de temperatura, para duas situações. A temperatura referida é a temperatura da célula no módulo FV.

Nas situações práticas não acontece um degrau de temperatura tão grande como será abordado, devido a grande impedância térmica do ambiente e do módulo FV. No entanto, os degraus servem para analisar a dinâmica de rastreamento devido as mudanças de temperatura.

A influência da temperatura já foi abordada na Figura 6.15, agora ela é analisada com mais detalhes, desde o momento do degrau,

ênfatizando a trajetória do ponto de operação atual  $P_{3mpp}$  até o novo ponto de operação  $P_{4mpp}$ , estabelecido pelas novas condições que o módulo FV está submetido, conforme expresso na Figura 7.5.

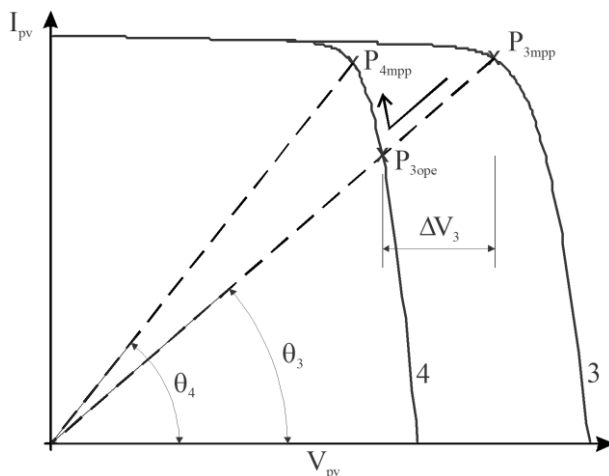


Figura 7.5 – Degrau positivo de temperatura.

Primeiramente, é observado o efeito da diminuição da potência fornecida pelo módulo FV, neste caso, deve ocorrer o acréscimo da temperatura no módulo FV.

Considerando um degrau abrupto de temperatura de 25 °C, passando de 47 °C para 72 °C, apenas para a análise do comportamento do algoritmo, e mantendo constantes a irradiância solar incidente no módulo FV em 800 W/m<sup>2</sup> e a carga  $R_o$ .

Inicialmente, antes do degrau positivo de temperatura o sistema está operando no ponto de máxima potência  $P_{3mpp}$  na curva 3, e após o acréscimo da temperatura a curva que passa a representar os pontos de operação possíveis do módulo FV é a curva 4, é nesta curva que está situado o novo ponto de máxima potência  $P_{4mpp}$  para as atuais condições de temperatura e irradiância.

O conversor estava operando com uma certa razão cíclica  $D$ , emulando uma impedância vista pelo módulo FV, caracterizada pelo ângulo  $\theta_3$ . Quando a curva muda e, em um primeiro instante, a razão cíclica se mantém com o valor anterior alterando o ponto de operação de  $P_{3mpp}$  para  $P_{3ope}$ , onde a tensão está um pouco acima da nova tensão necessária para colocar o módulo para operar no MPP.



Então, para diminuir o valor da tensão, o valor da razão cíclica  $D$  deve aumentar, conforme a Figura 6.6. E para a razão cíclica aumentar, o resultado da Equação (7.3) tem que ser negativo.

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{2 \cdot V_k}{Z_{in_k}} - \frac{V_k^2}{Z_{in_k}^2} \cdot \frac{\Delta Z_{in}}{\Delta V} \quad (7.3)$$

Quase todos os termos desta equação são positivos com exceção de  $\Delta V$ , representado  $\Delta V_3$ , ele assume um valor grande o suficiente que faz a parte positiva da equação prevalecer sobre a parte negativa, o que causa um erro no sentido que o algoritmo deve seguir para atingir o novo ponto de MPP. Apenas uma vez após o degrau abrupto. Conforme Figura 7.6 a seguir.

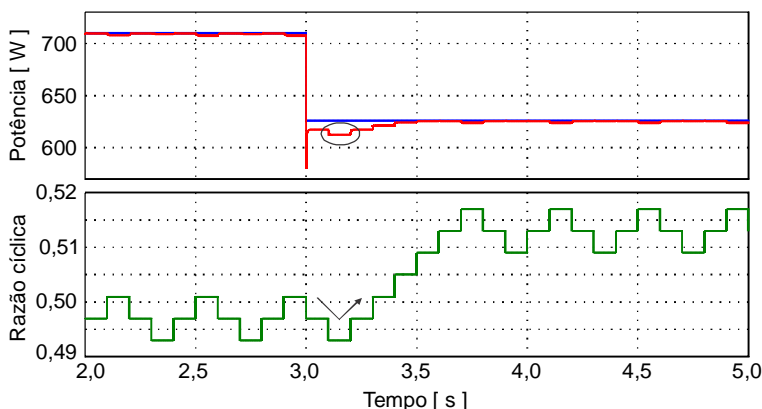


Figura 7.6 – Potência e razão cíclica durante o aumento da temperatura.

A visão do método P&O tradicional para este fenômeno é a seguinte. No momento do degrau positivo de temperatura ocorreu um decréscimo do valor da tensão  $\Delta V_3 < 0$  e também ocorreu um decréscimo do valor da potência  $(P_{3mpe} - P_{3ope}) < 0$ , portanto, o valor da potência diminuiu devido a diminuição do valor da tensão. O sistema entende que está do lado esquerdo do MPP, assim sendo, o algoritmo diminui o valor da razão cíclica para aumentar o valor da tensão, pretendendo aumentar o valor da potência também. Porém, como o ponto de operação está à direita do novo MPP uma diminuição da razão cíclica irá provocar a diminuição da potência.

Agora, considerando o aumento de potência, aplicando um degrau negativo de temperatura de mesma intensidade que o anterior, o sistema volta às condições originais.

A mesma analogia adotada para o degrau positivo de temperatura é feita para este caso, onde para o ponto de operação mudar de  $P_{4mpp}$  para  $P_{3mpp}$  ele passa por  $P_{4ope}$ , conforme observado na Figura 7.7

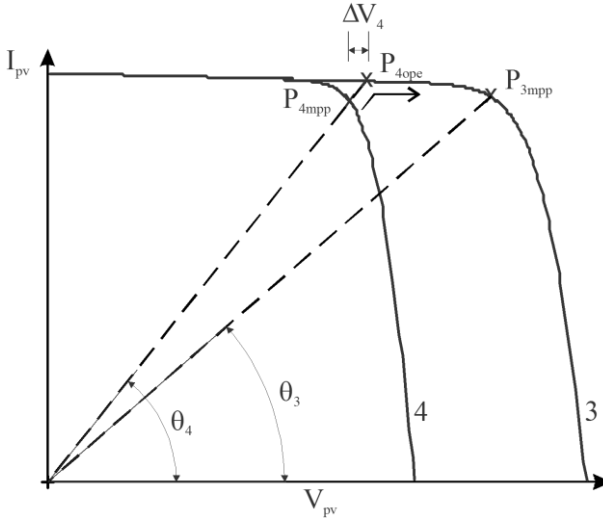


Figura 7.7 – Degrau negativo de temperatura.

A intenção é aumentar o valor da tensão, portanto, diminuir o valor da razão cíclica, e para isto o resultado da Equação (7.4) deve ser positivo.

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{2 \cdot V_k}{Z_{ink}} - \frac{V_k^2}{Z_{ink}^2} \cdot \frac{\Delta Z_{in}}{\Delta V} \quad (7.4)$$

Como  $\Delta V$ , representado por  $\Delta V_4$ , também é grande no instante do degrau, acontece o mesmo que aconteceu no caso anterior. O termo positivo prevalece sobre o termo negativo, tornando o resultado positivo. Porém, neste caso como o resultado já era para ser positivo o sistema converge para a direção certa desde o primeiro passo, conforme pode ser acompanhado no gráfico da potência e da razão cíclica da Figura 7.8.

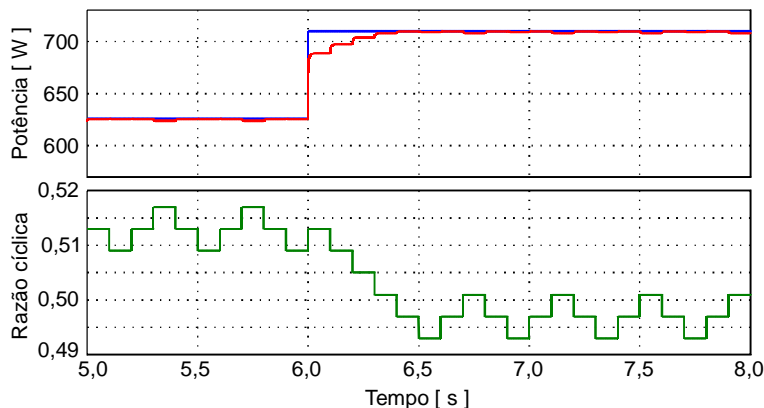


Figura 7.8 - Potência e razão cíclica durante a diminuição da temperatura.

### 7.3 CONCLUSÃO

Quando ocorre a diminuição da potência:

- Devido ao decréscimo de irradiância, o sistema converge perfeitamente.
- Devido ao acréscimo da temperatura, o sistema diverge na primeira tomada de decisão voltando a convergir em todas as próximas.

Quando ocorre o aumento da potência:

- Devido ao acréscimo de irradiância, o sistema diverge na primeira tomada de decisão voltando a convergir em todas as próximas.
- Devido ao decréscimo da temperatura, o sistema converge perfeitamente.

Portanto, são 4 pontos de operação que devem ser analisados, 2 para irradiância e 2 para a temperatura. E dos 4 pontos 2 apresentam problema, um para o degrau de irradiância, conforme destacado na Figura 7.9, e outro para o degrau de temperatura. Conforme destacado na Figura 7.10.

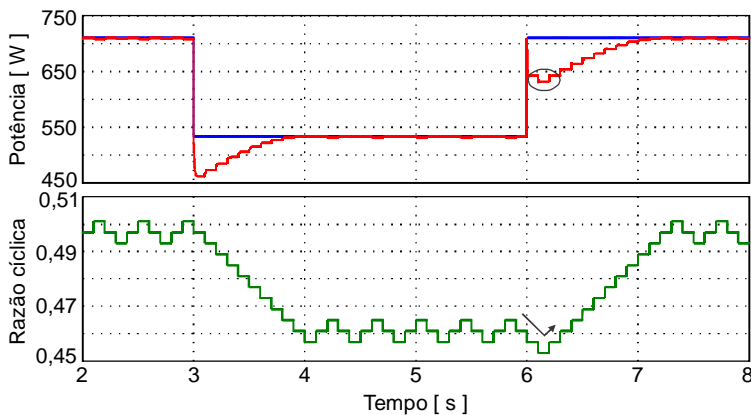


Figura 7.9 – Variação de potência devido a irradiância.

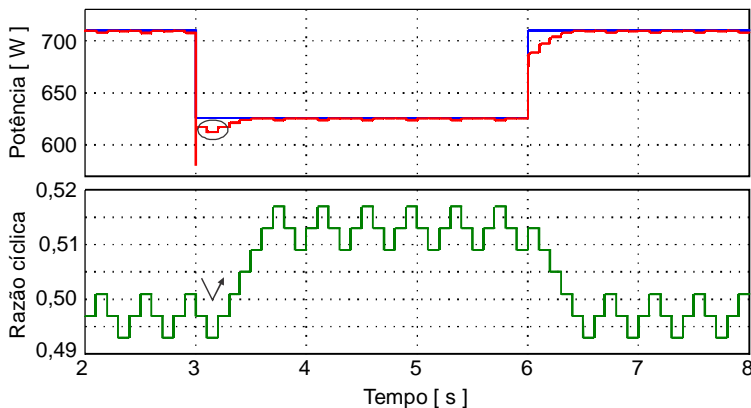


Figura 7.10 – Variação de potência devido a temperatura.

Um passo no sentido errado, conforme mostram as flechas nas figuras anteriores, produz um decréscimo da potência, e apesar de ser somente um passo no sentido errado logo após o degrau, o algoritmo leva mais tempo para atingir o MPP.

Nota-se também que os problemas de convergência devido aos degraus de irradiância e de temperatura são em locais opostos; o da irradiância ocorre no aumento da potência, enquanto o da temperatura ocorre na diminuição da potência.

O algoritmo não dispõe de sensores de irradiância ou de temperatura, portanto, não se sabe quando a variação de potência foi

causada por um ou por outro, o que torna difícil encontrar uma solução geral.

Então, o que se propõe é modificar o algoritmo para convergir para o local correto quando houver um degrau de irradiância, porém, isto afetará o da temperatura. Todavia, como mencionado, não existe degrau de temperatura tão abrupto como o apresentado, então durante a variação da temperatura o algoritmo não será influenciado.

No fluxograma do algoritmo será acrescentada a seguinte tomada de decisão.

Quando o resultado da Equação (7.5) for positivo.

$$\frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{2 \cdot V_k}{Z_{in_k}} - \frac{V_k^2}{Z_{in_k}^2} \cdot \frac{\Delta Z_{in}}{\Delta V} \quad (7.5)$$

E a variação de tensão também for positiva.

$$\Delta V > 0 \quad (7.6)$$

A variação de tensão  $\Delta V$  será analisada em dois intervalos consecutivos ( $k$ ) e ( $k - 1$ ), e para a convergência correta do ponto de operação a Equação (7.7) deve ser satisfeita.

$$|\Delta V_k| > |\varepsilon * \Delta V_{k-1}| \quad (7.7)$$

Onde  $\varepsilon > 1$ , refere-se a um valor capaz de fazer o algoritmo identificar que o módulo da atual variação de tensão  $|\Delta V_k|$  é  $\varepsilon$  vezes maior do que o módulo da variação de tensão anterior  $|\Delta V_{k-1}|$ , caracterizando um degrau de irradiância.

No algoritmo testado, observou-se que a escolha de  $\varepsilon = 2$  é suficiente para fazer o algoritmo identificar qualquer degrau de irradiância maior que  $100 \text{ W/m}^2$ .

Esta condição sendo satisfeita o algoritmo realiza um passo no sentido contrário ao passo calculado pelo algoritmo, isto conduzirá o ponto de operação para o sentido correto.

Acrescentando a solução encontrada ao algoritmo, e refazendo os testes, percebe-se que o problema foi corrigido conforme Figura 7.11.

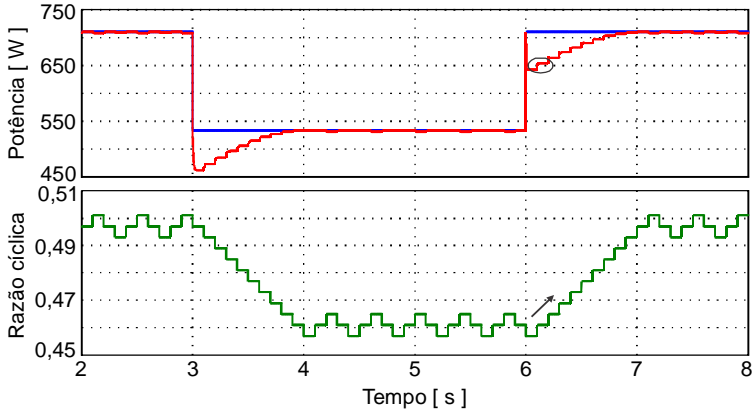


Figura 7.11 – Variação de potência devido a irradiância corrigida.

A análise das tensões para o exemplo de um degrau de irradiância de  $200 \text{ W/m}^2$  é apresentada na Figura 7.12.

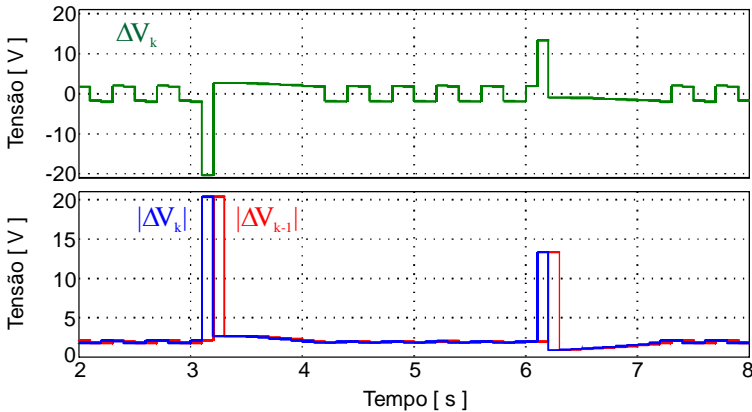


Figura 7.12 – Variação da tensão.

Notam-se as grandes variações de tensão nos instantes logo após os degraus, em 3 e em 6 segundos.

Contudo, para o degrau abrupto de temperatura, se antes havia somente um ponto com problema, agora os dois tem problema, conforme Figura 7.13.

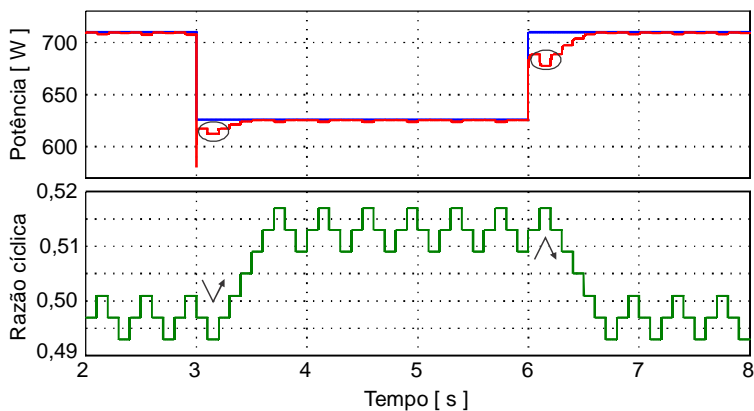


Figura 7.13 – Variação de potência devido a temperatura.

Mas como mencionado anteriormente a temperatura não muda tão bruscamente como no teste, então esta condição não ocorrerá na prática.

Sobrepondo o gráfico com desvio da trajetória correta, Figura 7.9, com o gráfico corrigido através da solução proposta, Figura 7.11, obtém-se a Figura 7.14.

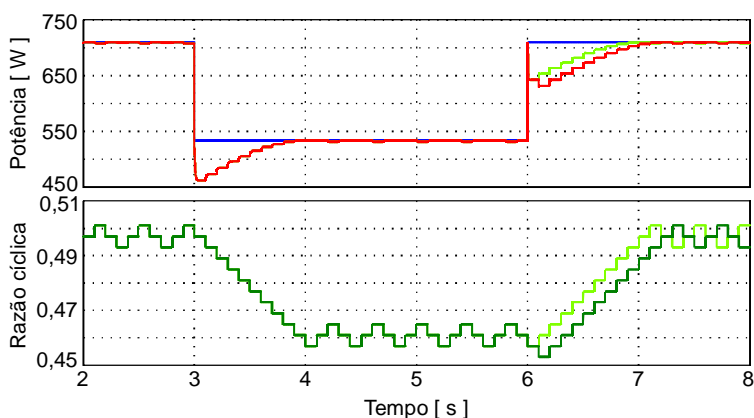


Figura 7.14 – Comparação entre os algoritmos.

Percebe-se nitidamente a correção estabelecida no algoritmo para variações bruscas de irradiância, melhorando o tempo de resposta.

## 7.4 ANÁLISE DO ALGORITMO NO MPP

Primeiramente analisando o gráfico da Figura 7.15.

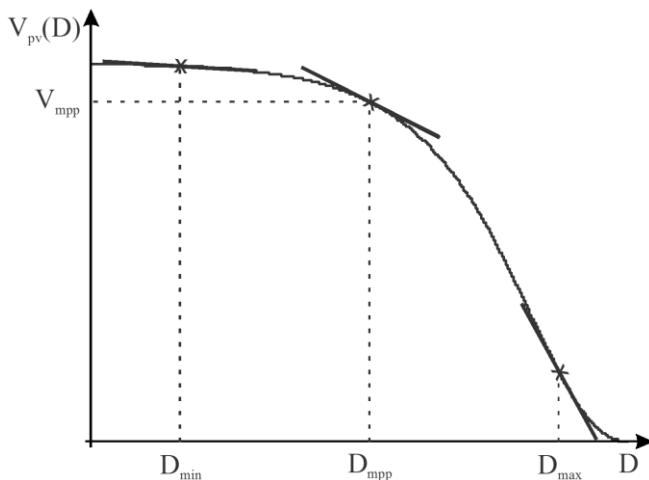


Figura 7.15 – Variação da tensão em relação a variação da razão cíclica.

Considera-se que o mesmo degrau de razão cíclica para mais e para menos, em torno da razão cíclica de máxima potência  $D_{mpp}$  produza praticamente o mesmo valor de amplitude de  $\Delta V$  em torno do MPP, conforme representado pela reta de linearização tangente a tensão de máxima potência.

Verifica-se também que uma variação de razão cíclica perto de  $D_{min}$  produz uma pequena variação de tensão  $\Delta V$ , enquanto que uma variação de razão cíclica perto de  $D_{max}$  produz uma grande variação de tensão  $\Delta V$ .

O efeito que a variação  $\Delta V$  ocasiona na potência é analisado na Figura 7.16.



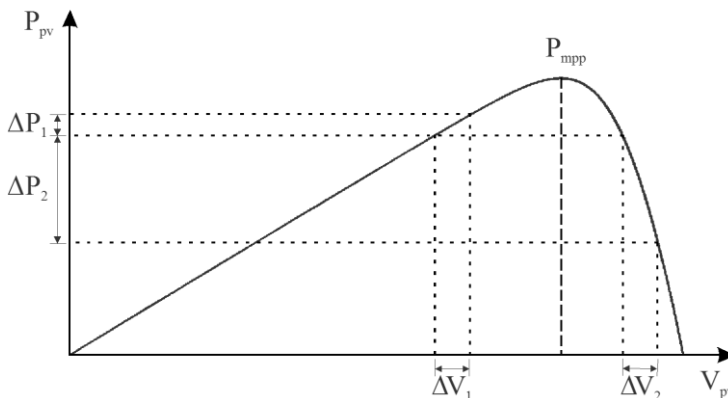


Figura 7.16 – Variação da potência em relação a variação de tensão.

Percebe-se que as inclinações da curva do lado esquerdo e do lado direito do ponto de máxima potência  $P_{mpp}$  são diferentes, portanto, para uma mesma variação de tensão  $\Delta V$  para o lado esquerdo e para o lado direito da curva em relação ao MPP haverá distintas variações  $\Delta P$ , destacando que as maiores variações de  $\Delta P$  ocorrem ao lado direito do MPP.

Isto explica porque o rastreamento do ponto de máxima potência é mais rápido quando o ponto de operação inicial parte do lado direito do ponto de máxima potência. Ou quando após um degrau das condições ambientais a tensão ultrapassa a tensão de MPP.

O algoritmo atinge um ponto de operação central, central porque além dele haverá um ponto de operação para o lado direito e um para o lado esquerdo, este ponto central é atingido dependendo do tamanho do passo e do ponto inicial de partida. Podendo estar situado em cima do ponto de MPP, à esquerda, ou à direita, como será abordado a seguir.

Sempre ocorrem dois passos para baixo e dois passos para cima da razão cíclica, ficando em torno de um ponto de operação central, que idealmente é o MPP, conforme mostrado na Figura 7.17.

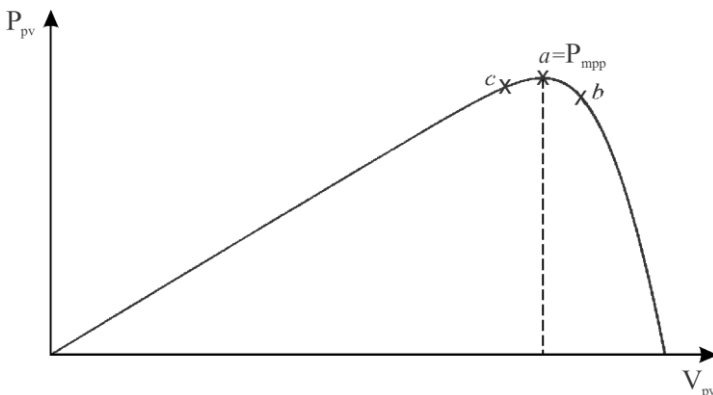


Figura 7.17 – Ponto de operação em cima de  $P_{max}$ .

Considerando que o sistema esteja operando em torno do ponto **a**, que é o ponto de máxima potência.

Começando a análise com o sistema operando no ponto **a**, é dado um degrau de razão cíclica negativo, o que irá aumentar a tensão, mudando o ponto de operação para o ponto **b**, o algoritmo identifica que a potência diminuiu, portanto, o próximo degrau de razão cíclica será para o sentido oposto, ou seja, positivo, diminuindo a tensão e voltando ao ponto de operação **a**, agora o sistema identificou que com o aumento da razão cíclica houve um aumento de potência, portanto, visando aumentar a potência o próximo passo será no mesmo sentido, diminuindo a razão cíclica mais uma vez, diminuindo a tensão e mudando o ponto de operação para o ponto **c**, porém, agora o programa identificou que ocorreu a diminuição de potência, então o próximo passo será contrário ao último, diminuindo a razão cíclica, aumentando a tensão e voltando ao ponto inicial de operação **a**, começando a rotina novamente.

Por isso sempre haverá dois passos para cima e dois para baixo, oscilando em torno do ponto **a**, que neste exemplo específico é o ponto de máxima potência.

O ponto de operação central também pode estar à esquerda de  $P_{mpp}$ , conforme Figura 7.18.

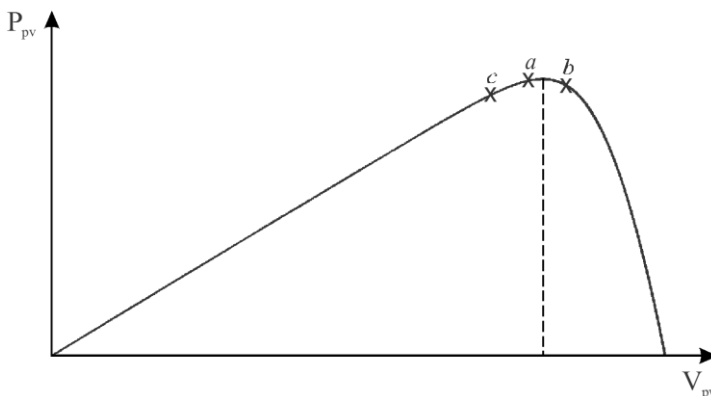


Figura 7.18 - Ponto de operação à esquerda de  $P_{max}$ .

Esta condição é identificada quando o valor da tensão no ponto **a** está com um valor levemente abaixo do valor da tensão de MPP, dada uma condição de teste específica. Aqui o valor da potência em **b** é maior do que em **c**.

Ou também, da mesma forma, o ponto de operação central pode estar à direita de  $P_{mpp}$ , Figura 7.19.

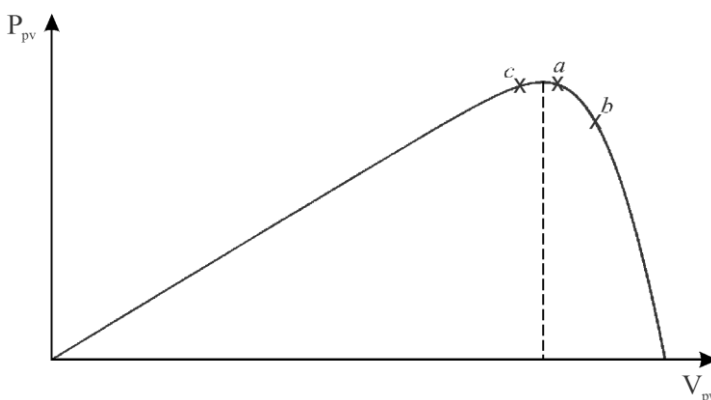


Figura 7.19 - Ponto de operação à direita de  $P_{max}$ .

O valor da tensão do ponto **a** está levemente acima do valor da tensão de MPP, para uma determinada condição de teste. E o valor da potência em **b** é menor do que em **c**.

Portanto, quando o ponto de operação fica estabelecido à direita do MPP, a variação de potência, diferença entre a máxima e a mínima fica maior.

Durante o estudo do método de MPPT é importante saber exatamente onde o sistema esta operando.

## 8 RESULTADOS TEÓRICOS

A técnica de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) da Impedância Característica será posta em teste nos principais conversores CC-CC básicos, operando no modo de condução contínua (MCC).

As regiões de operação dos principais conversores estão apresentadas em [13]. E neste capítulo, serão apresentadas apenas as principais definições.

A função  $f(D)$  é definida como o ganho estático, sendo a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, Equação (8.1).

$$f(D) = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (8.1)$$

A impedância de entrada é rerepresentada na Equação (8.2).

$$Z_{in} = \frac{R_o}{f(D)^2} \quad (8.2)$$

E o ângulo de operação produzido pela impedância é dado pela Equação (8.3).

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{1}{Z_{in}} \right) \quad (8.3)$$

Serão realizados dois testes para cada conversor com o objetivo de analisar a dinâmica do método de MTTP da impedância característica. Ambos os testes partem das condições iniciais do NOCT (800 W/m<sup>2</sup> e 47 °C), sofrem uma perturbação, e logo após a estabilização do novo MPP, retornam às condições iniciais.

8.1 BUCK

O primeiro conversor CC-CC básico a ser testado é o conversor Buck, Figura 8.1. Ele é um conversor abaixador de tensão, com as características de tensão na entrada e de corrente na saída; também é o conversor mais simples e consolidado na literatura, portanto, é de suma importância a análise deste, com a técnica de MPPT da impedância característica.

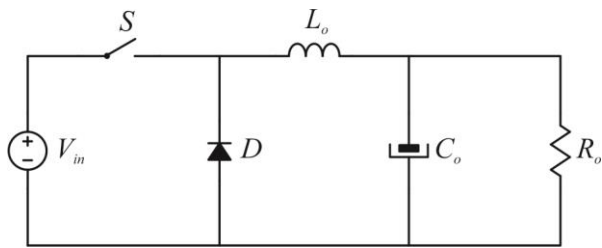


Figura 8.1 – Conversor Buck.

Tabela II – Definição das regiões de operação do conversor Buck.	
Ganho estático	$f(D) = D$
Impedância de entrada	$Z_{in} = \frac{R_o}{D^2}$
Ângulos de operação	$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{D^2}{R_o}\right)$ $D = 0 \quad \theta = 0^\circ$ $D = 1 \quad \theta = \tan^{-1}\left(\frac{1}{R_o}\right)$

O conversor Buck tem sua região de operação limitada no plano  $I \times V$  de acordo com a Figura 8.2.

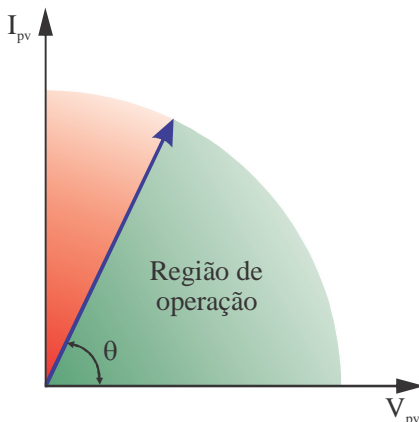


Figura 8.2 – Região de operação do conversor Buck.

Devido a sua região de operação, o conversor Buck é melhor aproveitado para rastrear pontos de máxima potência onde o módulo FV está sujeito a baixas irradiações e baixas temperaturas. Também é indicado para valores baixos de  $R_o$ , visto que, este é inversamente proporcional ao ângulo  $\theta$ .

### 8.1.1 Degrau de irradiação

Primeiramente o método de MPPT da impedância característica será testado no conversor Buck, aplicando-se um degraude irradiação de  $200 \text{ W/m}^2$ , variando a intensidade de irradiação de  $800 \text{ W/m}^2$  para  $600 \text{ W/m}^2$ , e mantendo a temperatura constante em  $47^\circ \text{C}$ .

A Figura 8.3 apresenta a máxima potência disponível pelo módulo FV e a potência rastreada, enquanto que a Figura 8.4 mostra o desempenho da razão cíclica durante os degraus de irradiação.

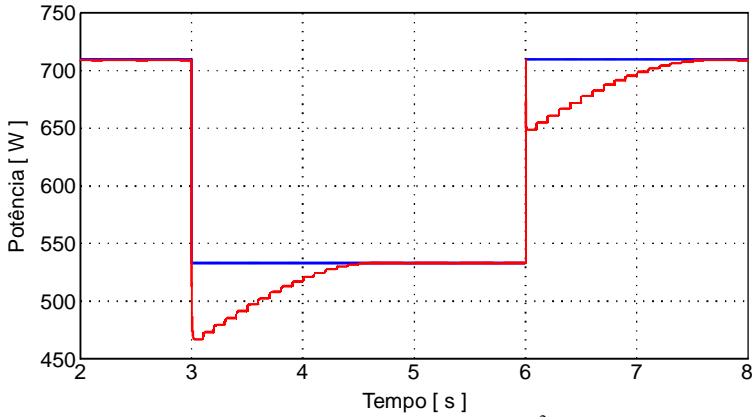


Figura 8.3 – Degrau de  $200 \text{ W/m}^2$ .

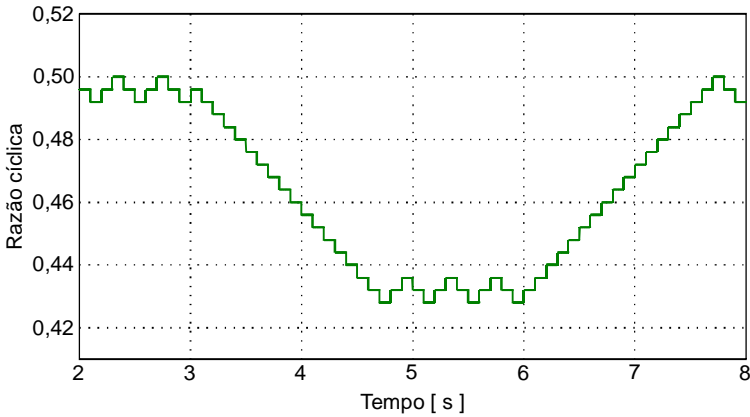


Figura 8.4 – Razão Cíclica.

### 8.1.2 Degrau de temperatura

Neste parágrafo o método de MPPT da impedância característica é posto a prova, aplicando-se um degrau de temperatura de  $10^\circ\text{C}$ , variando a temperatura de  $47^\circ\text{C}$  para  $57^\circ\text{C}$ , e mantendo a intensidade de irradiação constante em  $800 \text{ W/m}^2$ .

A Figura 8.5 apresenta a máxima potência disponível pelo módulo FV e a potência rastreada, enquanto que a Figura 8.6 mostra o desempenho da razão cíclica durante os degraus de temperatura.



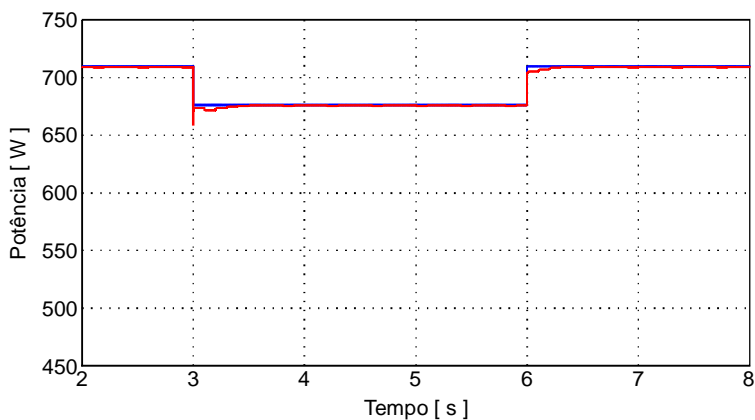


Figura 8.5 – Degrau de 10 °C.

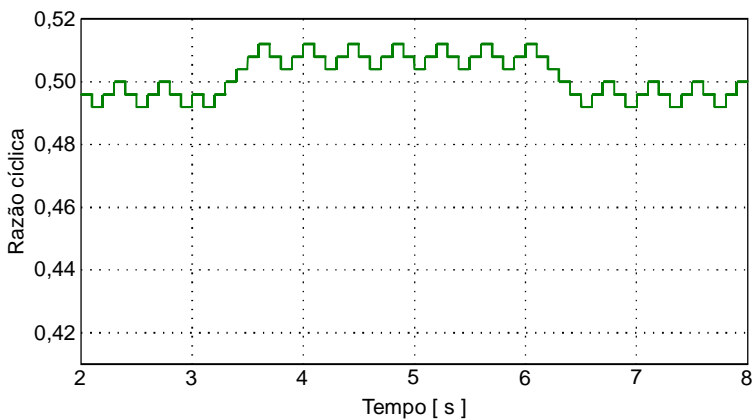


Figura 8.6 – Razão Cíclica.

Em ambos os testes, verificou-se que a potência rastreada converge para a potência máxima disponível, independente da irradiância e da temperatura.

8.2 BOOST

Outro conversor CC-CC básico consolidado na literatura é o conversor Boost, Figura 8.7. Ele é um conversor elevador de tensão, com as características de corrente na entrada e de tensão na saída. Devido ao fato de sua grande utilização, o funcionamento deste conversor com a técnica de MPPT da impedância característica ocasiona maior aceitação do método.

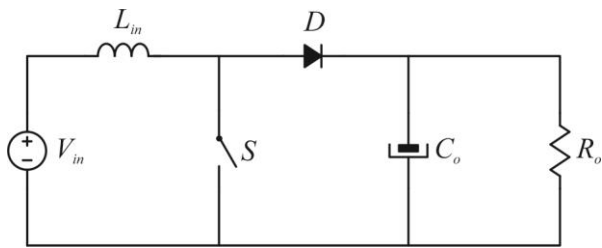


Figura 8.7 – Conversor Boost.

Tabela III – Definição das regiões de operação do conversor Boost.

Ganho estático	$f(D) = \frac{1}{1 - D}$
Impedância de entrada	$Z_{in} = R_o(1 - D)^2$
Ângulos de operação	$\theta = \tan^{-1} \left[ \frac{1}{R_o(1 - D)^2} \right] \quad \begin{matrix} D = 0 & \theta = \tan^{-1} \left( \frac{1}{R_o} \right) \\ D = 1 & \theta = 90^\circ \end{matrix}$

Da mesma forma, o conversor Boost também tem sua região de operação limitada no plano  $I \times V$  de acordo com a Figura 8.8.

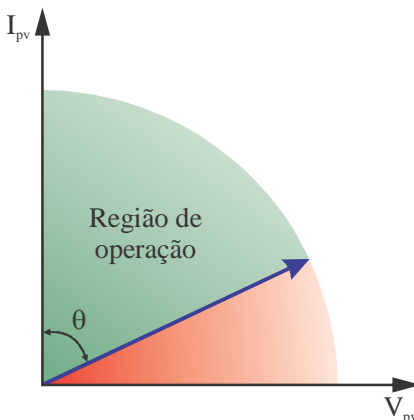


Figura 8.8 – Região de operação do conversor Boost.

Devido a sua região de operação, o conversor Boost é melhor aproveitado para rastrear pontos de máxima potência onde o módulo FV está sujeito a altas irradiações e a altas temperaturas. Também é indicado para valores altos de  $R_o$ , visto que, este é inversamente proporcional ao ângulo  $\theta$ .

Nota-se que os conversores Buck e Boost possuem regiões de operação complementares.

### 8.2.1 Degrau de irradiação

O mesmo degraú de  $200 \text{ W/m}^2$  é aplicado ao conversor Boost. Na Figura 8.9 observa-se a resposta ao degraú e na Figura 8.10 a trajetória feita pela razão cíclica até atingir o novo MPP.

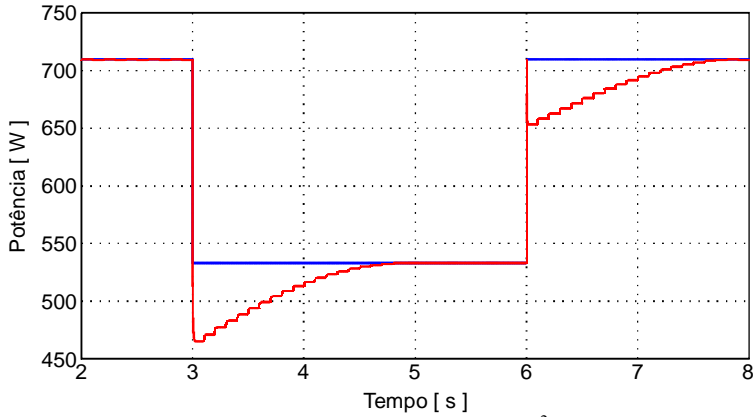


Figura 8.9 – Degrau de  $200 \text{ W/m}^2$ .

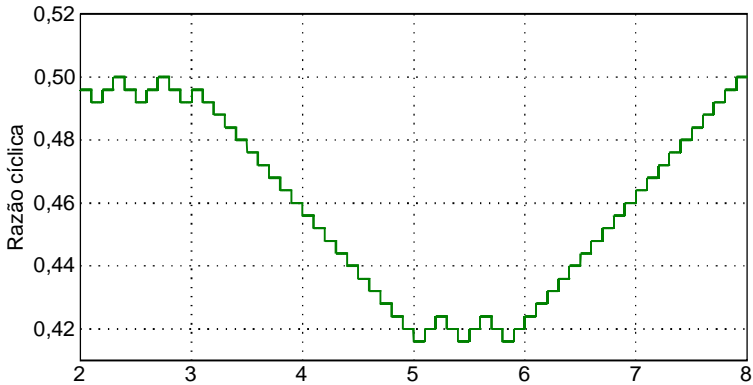


Figura 8.10 – Razão Cíclica.

### 8.2.2 Degrau de temperatura

Também um degrau de temperatura de  $10^\circ\text{C}$  é efetuado com o conversor Boost. A Figura 8.11 exibe o desempenho de sistema de rastreamento, da mesma maneira que a Figura 8.12 mostra a dinâmica da razão cíclica.

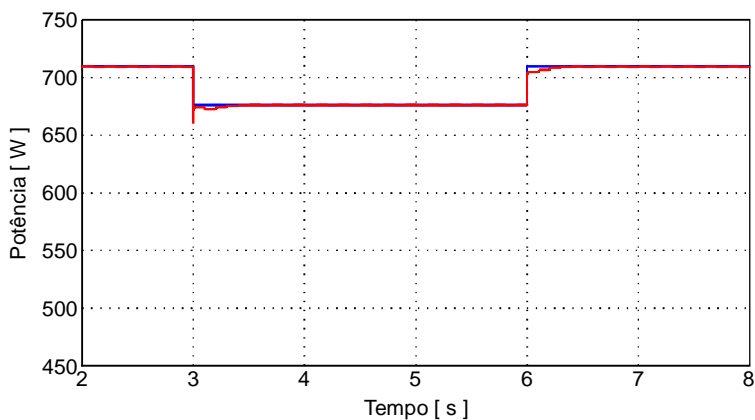


Figura 8.11 – Degrau de 10 °C.

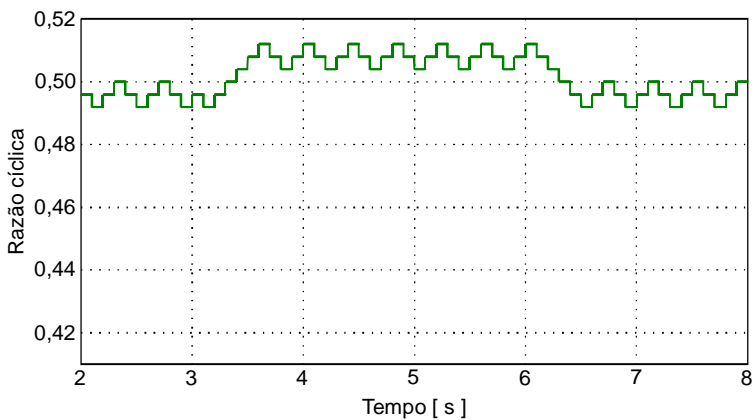


Figura 8.12 – Razão Cíclica.

Mais uma vez, o método da impedância característica comprovou sua eficácia devido aos degraus de irradiância e de temperatura.

8.3 BUCK-BOOST, CÚK, SEPIC, ZETA

Os conversores Buck-Boost, Cúk, SEPIC e Zeta são conversores CC-CC à acumulação de energia; a principal característica comum a eles é a de que possuem o mesmo ganho estático, e consequentemente, a mesma impedância de entrada.

Tabela IV – Definição das regiões de operação dos conversores acumuladores de energia.

Ganho estático	$f(D) = \frac{D}{1 - D}$		
Impedância de entrada	$Z_{in} = \frac{R_o(1 - D)^2}{D^2}$		
Ângulos de operação	$\theta = \tan^{-1} \left[ \frac{D^2}{R_o(1 - D)^2} \right]$	$D = 0$	$\theta = 0^\circ$
		$D = 1$	$\theta = 90^\circ$

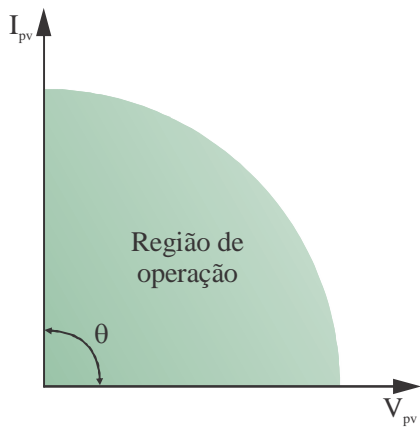


Figura 8.13 – Região de operação Buck-Boost, Cúk, SEPIC e Zeta.

Estes conversores CC-CC acumuladores de energia tem a vantagem de operarem em toda a região da curva  $I \times V$  do módulo FV.

### 8.3.1 SEPIC

O estudo desta nova técnica teve início no trabalho de conclusão de curso (TCC) intitulado “Técnica de Rastreamento do MPP para Sistemas Fotovoltaicos Empregando a Impedância Característica do Conversor SEPIC”, referência [24].

Para os testes que comprovam o funcionamento do método, um conversor SEPIC foi montado com as especificações da Tabela V.

Tabela V – Especificações para o projeto do conversor SEPIC.

Parâmetro	Valor
Tensão média de entrada	$V_{inmed} = 180 V$
Tensão média de saída	$V_{omed} = 400 V$
Rendimento	$\eta = 0,9$
Potência média de entrada	$P_{inmed} = 1400 W$
Frequência de comutação	$f_s = 50 kHz$
Razão cíclica nominal	$D = 0,5$
Variação da corrente média na indutância magnetizante	$\Delta I_{Lm} = 15 \%$
Variação da corrente média no indutor do filtro de entrada	$\Delta I_{Lo} = 15 \%$
Variação da tensão média no capacitor de acoplamento	$\Delta V_{Ca} = 5 \%$
Variação da tensão média no capacitor do filtro de saída	$\Delta V_{Co} = 5 \%$

Na época do experimento não havia um ambiente controlado para a realização dos testes da técnica de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT). Assim sendo, os resultados obtidos foram feitos com a associação de 3 módulos fotovoltaicos (FV) submetidos as condições ambientais no momento dos testes.

O resultado de um dos testes é apresentado na Figura 8.14, onde as curvas teóricas estão sobrepostas com a curva real, região hachurada.

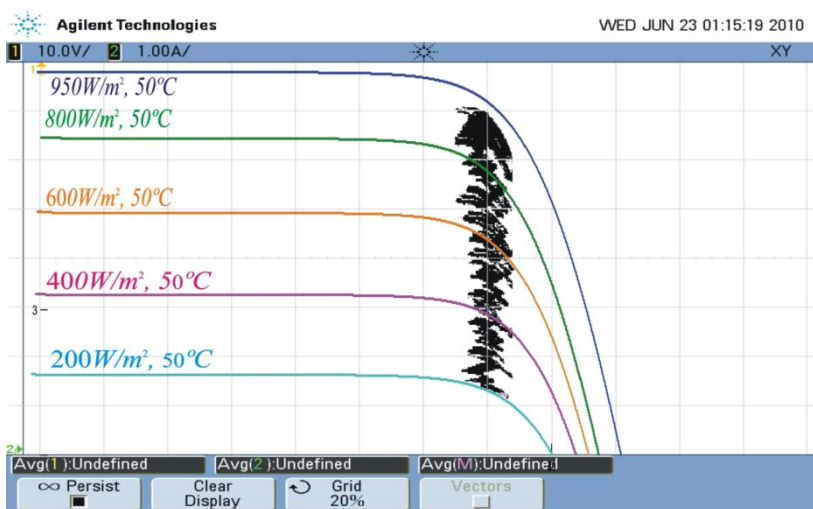


Figura 8.14 – Sobreposição das curvas  $I \times V$  teórica e prática.

Durante os testes, a intensidade de irradiância incidente no módulo FV foi monitorada através de um Piranômetro e a temperatura no módulo FV por um termômetro. Estes dados foram usados para a geração das curvas teóricas.

Como a temperatura do módulo FV permaneceu constante em  $50^{\circ}\text{C}$ , a tensão (eixo X) de máxima potência não sofreu variação considerável. Contudo, como o intervalo de irradiância teve grande amplitude, de  $200\text{ W/m}^2$  a  $900\text{ W/m}^2$ , a corrente (eixo Y) variou significativamente. Nota-se que os pontos de operação sempre estiveram na região de joelho da curva, que é a região do ponto de máxima potência (MPP).

### 8.3.2 ZETA

Como o conversor Zeta é o conversor dual do SEPIC, este é escolhido para comprovação do funcionamento da nova técnica de MPPT da impedância característica.

A análise e projeto do conversor serão apresentados no próximo capítulo e, posteriormente, resultados teóricos e práticos serão apresentados ao longo do texto.



## 9 O CONVERSOR ZETA

### 9.1 INTRODUÇÃO

O conversor Zeta é um conversor CC-CC que pode operar como elevador ou abaixador de tensão e apresenta a característica de ser naturalmente isolado [25].

Para efeito didático, o elemento magnético isolador será considerado como sendo um transformador ideal, ou seja, sem perdas e sem indutância magnetizante. E em paralelo com este haverá uma indutância magnetizante responsável pelo armazenamento de energia.

O conversor Zeta pode ser visto como um conversor Buck-Boost-Buck, transferindo energia de uma fonte com característica de tensão contínua para uma carga com característica de corrente contínua. Portanto, ele é o dual do SEPIC que pode ser visto como um Boost-Buck-Boost, transferindo energia de uma fonte com característica de corrente contínua para uma carga com característica de tensão contínua.

O conversor Zeta isolado também pode ser obtido através do conversor CC-CC isolado Forward, trocando-se o diodo retificador por um capacitor de acoplamento, criando uma etapa CA entre a entrada e a saída, a qual é responsável pela desmagnetização do transformador, eliminando as perdas de condução e comutação do diodo e diminuindo o volume, visto que, não será mais necessário dissipador para este elemento.

Entre os conversores diretos e indiretos, o Zeta se caracteriza como um conversor direto, pois transmite energia diretamente da fonte de alimentação para a carga na primeira etapa, além de armazená-la na indutância magnetizante para transferi-la na segunda etapa.

O conversor Zeta na configuração isolado é apresentado na Figura 9.1.

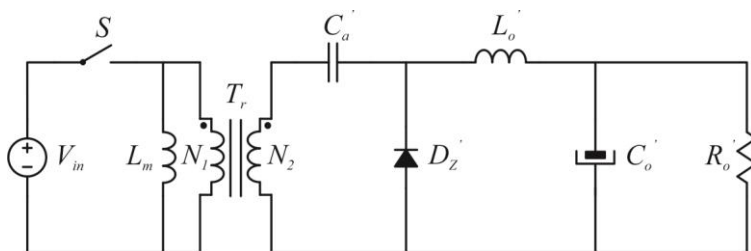


Figura 9.1 – Conversor Zeta isolado.

Considerações iniciais:

- A capacitância dos capacitores será considerada grande o suficiente para que a ondulação de tensão possa ser negligenciada.
- O interruptor e o diodo serão considerados ideais, ou seja, resistência nula em condução e infinita no bloqueio e os tempos de comutação serão instantâneos e sem atraso.
- O circuito será refletido para o lado primário, ou seja, será analisada na configuração não isolada, facilitando o entendimento.

### 9.1.1 Relações de transformação

As seguintes relações de transformação serão utilizadas para refletir todos os elementos do lado secundário do transformador para o lado primário, onde o índice 1 se refere ao lado primário e o 2 ao secundário.

A relação de transformação é definida na Equação (9.1).

$$r = \frac{N_2}{N_1} \quad (9.1)$$

Para a tensão.

$$\frac{V_1}{N_1} = \frac{V_2}{N_2} \quad (9.2)$$

$$V_1 = \frac{N_1}{N_2} V_2 \quad (9.3)$$

Para a corrente.

$$I_1 N_1 = I_2 N_2 \quad (9.4)$$

$$I_1 = \frac{N_2}{N_1} I_2 \quad (9.5)$$

### 9.1.1.1 Reflexão de uma impedância geral

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} \quad (9.6)$$

$$Z_1 = \frac{\frac{N_1}{N_2} V_2}{\frac{N_2}{N_1} I_2} \quad (9.7)$$

$$Z_1 = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 Z_2 \quad (9.8)$$

E,

$$Z_2 = \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 Z_1 \quad (9.9)$$

### 9.1.1.2 Reflexão de uma reatância indutiva

$$Z_L = j\omega L \quad (9.10)$$

$$j\omega L_1 = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 j\omega L_2 \quad (9.11)$$

$$L_1 = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 L_2 \quad (9.12)$$

$$L_1 = \left( \frac{1}{r} \right)^2 L_2 \quad (9.13)$$

E

$$L_2 = (r)^2 L_1 \quad (9.14)$$

### 9.1.1.3 Reflexão de uma reatância capacitiva

$$Z_c = \frac{1}{j\omega C} \quad (9.15)$$

$$\frac{1}{j\omega C_1} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \frac{1}{j\omega C_2} \quad (9.16)$$

$$C_1 = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 C_2 \quad (9.17)$$

$$C_1 = (r)^2 C_2 \quad (9.18)$$

E,

$$C_2 = \left(\frac{1}{r}\right)^2 C_1 \quad (9.19)$$

O conversor Zeta na configuração não isolado é apresentado na Figura 9.2.

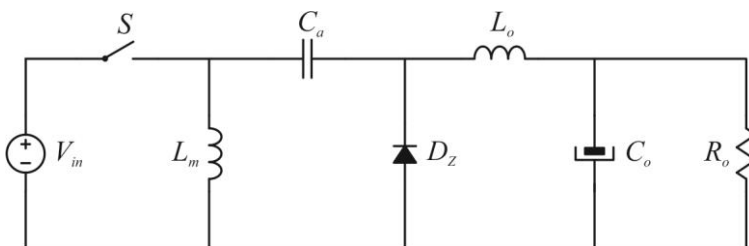


Figura 9.2 – Conversor Zeta não isolado.

## 9.2 ANÁLISE DO CONVERSOR NO MCC

O conversor Zeta será analisado operando em modo de condução contínua (MCC), em regime permanente e com razão cíclica fixa.

### 9.2.1 Etapas de operação

A análise do conversor Zeta operando em modo de condução contínua possui duas etapas de operação, apresentadas a seguir.

### 9.2.1.1 1ª Etapa

O interruptor ( $S$ ) é comandado a conduzir, e como o diodo Zeta ( $D_z$ ) está reversamente polarizado, bloqueado, este não conduz. Ocorre a transferência de energia da fonte de alimentação ( $V_{in}$ ) para a indutância magnetizante ( $L_m$ ) e para a carga ( $R_o$ ), e do capacitor de acoplamento ( $C_a$ ) para o indutor de filtro de saída ( $L_o$ ), Figura 9.3.

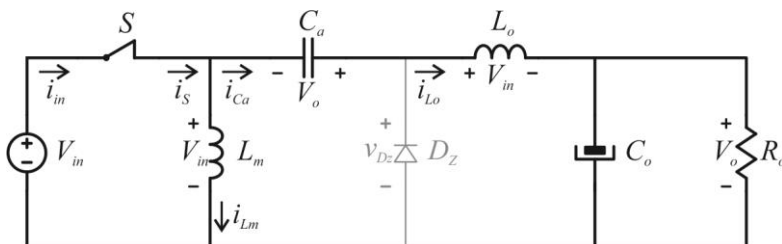


Figura 9.3 – Primeira etapa de operação.

Portanto, nesta etapa a energia é transferida da fonte de tensão e do capacitor de acoplamento para a indutância magnetizante, indutor de filtro de saída e para a carga, igualando a Equação (9.20).

$$W_E + W_{Ca} = W_{Lm} + W_{Lo} + W_{RCo} \quad (9.20)$$

### 9.2.1.2 2ª Etapa

O interruptor ( $S$ ) é comandado a abrir. O diodo ( $D_z$ ) é polarizado diretamente e conduz. A corrente em ( $L_m$ ) mantém o sentido imposto na primeira etapa, ocorrendo a inversão da corrente em ( $C_a$ ). Portanto, ocorre a transferência de energia de ( $L_m$ ) para ( $C_a$ ), e de ( $L_o$ ) para o capacitor de filtro ( $C_o$ ) e para a carga ( $R_o$ ), de acordo com a Figura 9.4.

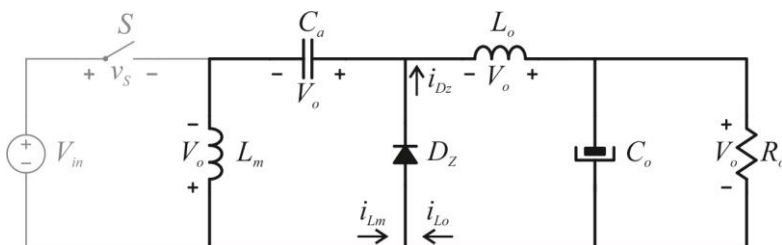


Figura 9.4 – Segunda etapa de operação.

Nesta etapa a energia é transferida da indutância magnetizante e do indutor do filtro de saída para o capacitor de acoplamento e para a carga, respectivamente.

$$W_{Lm} + W_{Lo} = W_{Ca} + W_{Ro} \quad (9.21)$$

A análise do conversor isolado, posteriormente, será aplicada ao não isolado.

### 9.2.2 Formas de onda

As principais formas de onda das tensões estão expostas na Figura 9.5.

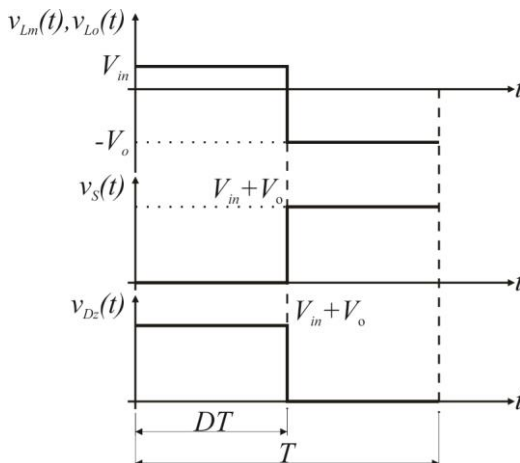


Figura 9.5 – Formas de onda das tensões.

E as principais formas de onda das correntes do conversor Zeta operando no modo de condução contínua são apresentadas na Figura 9.6.

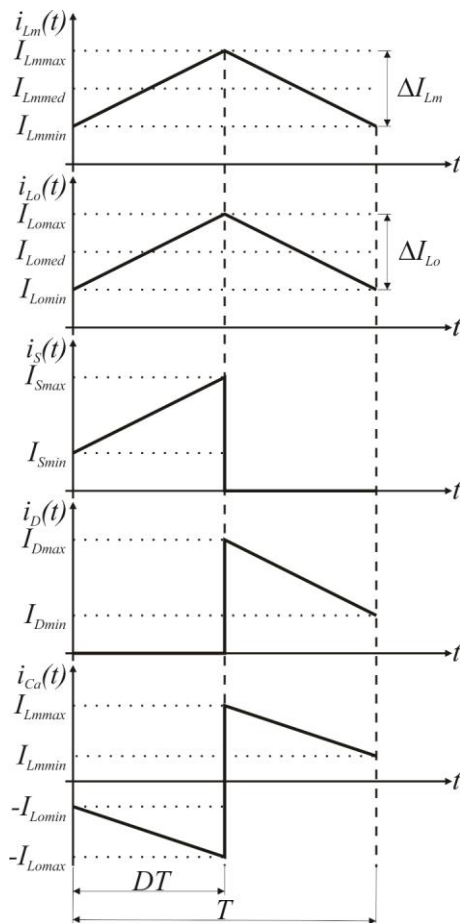


Figura 9.6 – Formas de onda das correntes.

### 9.3 RELAÇÃO ENTRE AS TENSÕES DE SAÍDA E DE ENTRADA

Esta relação também é conhecida como função de transferência entre a tensão de saída e a tensão de entrada, ou ganho estático.

A tensão média na indutância magnetizante é igual à zero.

$$V_{Lmmed} = 0 \quad (9.22)$$

A tensão média na indutância magnetizante é dada pela Equação (9.23).

$$V_{Lmmed} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{Lm}(t) dt \quad (9.23)$$

$$V_{Lmmed} = \frac{1}{T} \left( \int_0^{DT} V_{in} dt + \int_{DT}^T -V_o dt \right) \quad (9.24)$$

Resolvendo a Equação (9.24) e comparando com a Equação (9.22), obtém-se:

$$\frac{V_{omed}}{V_{inmed}} = \frac{D}{1-D} \quad (9.25)$$

#### 9.4 RELAÇÃO ENTRE AS CORRENTES DE SAÍDA E DE ENTRADA

Considerando que toda a energia procedente da fonte é transferida a carga, isto é, a transferência de energia acontece sem nenhuma perda no conversor.

$$P_{inmed} = P_{omed} \quad (9.26)$$

$$V_{inmed} I_{inmed} = V_{omed} I_{omed} \quad (9.27)$$

Substituindo a Equação (9.25) na Equação (9.27) e reagrupando os termos, chega-se à seguinte relação:

$$\frac{I_{omed}}{I_{inmed}} = \frac{1-D}{D} \quad (9.28)$$

#### 9.5 ANÁLISE DAS CORRENTES

A análise das correntes será de acordo com os sentidos das correntes estabelecidos na Figura 9.7.



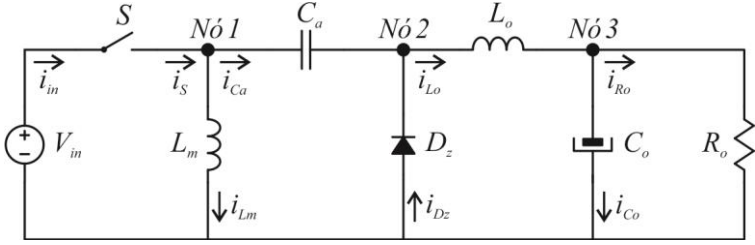


Figura 9.7 – Definição dos sentidos das correntes.

### 9.5.1 Indutância magnetizante

#### 9.5.1.1 Limites das correntes

A ondulação de corrente é definida pela Equação (9.29).

$$\Delta I_{Lm} = I_{Lmmax} - I_{Lmmin} \quad (9.29)$$

Analisando a forma de onda da Figura 9.6, observa-se que:

$$I_{Lmmin} = I_{Lmmax} - \frac{V_o(1 - D)T}{L_m} \quad (9.30)$$

Chegando à

$$\Delta I_{Lm} = \frac{V_o(1 - D)T}{L_m} \quad (9.31)$$

Ou através de

$$I_{Lmmax} = I_{Lmmin} + \frac{V_{in}DT}{L_m} \quad (9.32)$$

Obtém-se:

$$\Delta I_{Lm} = \frac{V_{in}DT}{L_m} \quad (9.33)$$

Então, os valores mínimo e máximo de corrente são definidos pela Equação (9.34) e pela Equação (9.35) respectivamente.

$$I_{Lmmin} = I_{Lmmax} - \Delta I_{Lm} \quad (9.34)$$

$$I_{Lmmax} = I_{Lmmin} + \Delta I_{Lm} \quad (9.35)$$

### 9.5.1.2 Corrente média

Por intermédio da Lei de Kirchhoff das Correntes (LKC) do Nó 1 na Figura 9.7.

$$\sum I_{med} = 0 \quad (9.36)$$

$$I_{Smed} - I_{Lmmed} - I_{Camed} = 0 \quad (9.37)$$

Sabendo que:

$$I_{Smed} = I_{inmed} \quad (9.38)$$

E,

$$I_{Camed} = 0 \quad (9.39)$$

Portanto,

$$I_{Lmmed} = I_{inmed} \quad (9.40)$$

Ou também pela definição de valores médios.

$$I_{Lmmed} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{Lm}(t) dt \quad (9.41)$$

Pela forma de onda correspondente da Figura 9.6.

$$I_{Lmmed} = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{DT} \left( I_{Lmmin} + \frac{V_{in}}{L_m} t \right) dt + \int_{DT}^T \left( I_{Lmmax} - \frac{V_o}{L_m} t \right) dt \right] \quad (9.42)$$

Substituindo a Equação (9.30) e a Equação (9.32) na Equação (9.42), e utilizando as substituições presentes em (9.31) e (9.33), tem-se:

$$I_{Lmmed} = I_{Lmmin}D + \Delta I_{Lm} \frac{D}{2} + I_{Lmmax}(1 - D) - \Delta I_{Lm} \frac{(1 - D)}{2} \quad (9.43)$$

E considerando a Equação (9.34), chega-se à:

$$I_{Lmmed} = I_{Lmmin} + \frac{\Delta I_{Lm}}{2} \quad (9.44)$$

Ou utilizando a Equação (9.35), obtêm-se:

$$I_{Lmmed} = I_{Lmmax} - \frac{\Delta I_{Lm}}{2} \quad (9.45)$$

Desta maneira, pode-se substituir a Equação (9.40) na Equação (9.44) e na Equação (9.45), a fim de obter as correntes mínima e máxima na indutância magnetizante em função da corrente média de entrada.

$$I_{Lmmin} = I_{inmed} - \frac{\Delta I_{Lm}}{2} \quad (9.46)$$

$$I_{Lmmax} = I_{inmed} + \frac{\Delta I_{Lm}}{2} \quad (9.47)$$

### 9.5.1.3 Corrente eficaz

Aplicando a definição, Equação (9.48).

$$I_{Lmef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i_{Lm}(t)]^2 dt} \quad (9.48)$$

$$I_{Lmef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[ \int_0^{DT} \left( I_{Lmmin} + \frac{V_{in}}{L_m} t \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left( I_{Lmmax} - \frac{V_o}{L_m} t \right)^2 dt \right]} \quad (9.49)$$

Chega-se ao resultado da Equação (9.50).

$$I_{Lmef} = \sqrt{I_{inmed}^2 + \frac{\Delta I_{Lm}^2}{12}} \quad (9.50)$$

## 9.5.2 Indutor do filtro de saída

### 9.5.2.1 Limites das correntes

$$\Delta I_{Lo} = I_{Lomax} - I_{Lomin} \quad (9.51)$$

$$I_{Lomin} = I_{Lomax} - \frac{V_o(1-D)T}{L_o} \quad (9.52)$$

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_o(1-D)T}{L_o} \quad (9.53)$$

A variação da corrente no indutor do filtro de saída também pode ser obtida de outra maneira.

$$I_{Lomax} = I_{Lomin} + \frac{V_{in}DT}{L_o} \quad (9.54)$$

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_{in}DT}{L_o} \quad (9.55)$$

Assim sendo, os valores mínimo e máximo de corrente são definidos pela Equação (9.56) e pela Equação (9.57) respectivamente.

$$I_{Lomin} = I_{Lomax} - \Delta I_{Lo} \quad (9.56)$$

$$I_{Lomax} = I_{Lomin} + \Delta I_{Lo} \quad (9.57)$$

### 9.5.2.2 Corrente média

Por intermédio da LKC do Nó 3 da Figura 9.7.

$$\sum I_{med} = 0 \quad (9.58)$$

$$I_{Lomed} - I_{Comed} - I_{Romed} = 0 \quad (9.59)$$

$$I_{Comed} = 0 \quad (9.60)$$

$$I_{Romed} = I_{omed} \quad (9.61)$$

$$I_{Lomed} = I_{omed} \quad (9.62)$$

Ou através do cálculo utilizando a definição de valor médio.

$$I_{Lomed} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{Lo}(t) dt \quad (9.63)$$

$$I_{Lomed} = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{DT} \left( I_{Lomin} + \frac{V_{in}}{L_o} t \right) dt + \int_{DT}^T \left( I_{Lomax} - \frac{V_o}{L_o} t \right) dt \right] \quad (9.64)$$

$$I_{Lomed} = I_{Lomin} D + \Delta I_{Lo} \frac{D}{2} + I_{Lomax} (1 - D) - \Delta I_{Lo} \frac{(1 - D)}{2} \quad (9.65)$$

Reescrevendo,

$$I_{Lomin} = I_{omed} - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \quad (9.66)$$

E,

$$I_{Lomax} = I_{omed} + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \quad (9.67)$$

### 9.5.2.3 Corrente eficaz

A corrente eficaz é calcula pela definição, Equação (9.68).

$$I_{Loef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i_{Lo}(t)]^2 dt} \quad (9.68)$$

$$I_{Loef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[ \int_0^{DT} \left( I_{Lomin} + \frac{V_{in}}{L_o} t \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left( I_{Lomax} - \frac{V_o}{L_o} t \right)^2 dt \right]} \quad (9.69)$$

$$I_{Loef} = \sqrt{I_{omed}^2 + \frac{\Delta I_{Lo}^2}{12}} \quad (9.70)$$

### 9.5.3 Interruptor

#### 9.5.3.1 Limites das correntes

A corrente mínima que atravessa o interruptor durante seu período de condução é a soma das correntes mínima da indutância magnetizante e do indutor do filtro de saída.

$$I_{Smin} = I_{Lmmin} + I_{Lomin} \quad (9.71)$$

E a máxima é obtida da mesma forma.

$$I_{Smax} = I_{Lmmax} + I_{Lomax} \quad (9.72)$$

#### 9.5.3.2 Corrente média

Analisando Figura 9.7, percebe-se que toda a corrente fornecida pela fonte de entrada passa pelo interruptor porque os mesmos estão dispostos em série, portanto, apresentam a mesma corrente.

$$I_{Smed} = I_{inmed} \quad (9.73)$$

O mesmo resultado também pode ser obtido a partir da definição, Equação (9.74).

$$I_{Smed} = \frac{1}{T} \int_0^T i_S(t) dt \quad (9.74)$$

$$I_{Smed} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \left( I_{Smin} + \frac{V_{in}}{L_{eq}} t \right) dt \quad (9.75)$$

A indutância equivalente ( $L_{eq}$ ) é obtida pela associação paralela das indutâncias, da indutância magnetizante e do indutor do filtro de saída, demonstrada na Equação (9.76).

$$L_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_o}} \quad (9.76)$$

Utilizando as equações (9.40), (9.62) e (9.25) chega-se à:

$$I_{Smed} = I_{inmed} \quad (9.77)$$

### 9.5.3.3 Corrente eficaz.

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i_s(t)]^2 dt} \quad (9.78)$$

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left( I_{Lmmin} + I_{Lomin} + \frac{V_{in}}{L_{eq}} t \right)^2 dt} \quad (9.79)$$

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{I_{omed}^2 D}{(1-D)^2} + \frac{V_o^2 (1-D)^2 D}{12 f^2 L_{eq}^2}} \quad (9.80)$$

Resultando na Equação (9.81).

$$I_{Sef} = \sqrt{D} \sqrt{\frac{I_{omed}^2}{(1-D)^2} + \frac{V_o^2 (1-D)^2}{12 f^2 L_{eq}^2}} \quad (9.81)$$

## 9.5.4 Diodo

### 9.5.4.1 Limites das correntes

$$I_{Dzmin} = I_{Lmmin} + I_{Lomin} \quad (9.82)$$

$$I_{Dzmax} = I_{Lmmax} + I_{Lomax} \quad (9.83)$$

### 9.5.4.2 Corrente média

Por intermédio da LKC do Nó 2 na Figura 9.7.

$$\sum I_{med} = 0 \quad (9.84)$$

$$I_{Camed} + I_{Dzmed} - I_{Lomed} = 0 \quad (9.85)$$

Substituindo as equações (9.39) e (9.62) em (9.85), obtêm-se.

$$I_{Dzmed} = I_{omed} \quad (9.86)$$

Ou, com base na definição exposta na Equação (9.87).

$$I_{Dzmed} = \frac{1}{T} \int_0^T i_D(t) dt \quad (9.87)$$

$$I_{Dzmed} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T \left( I_{Dzmax} - \frac{V_o}{L_{eq}} t \right) dt \quad (9.88)$$

$$I_{Dzmed} = I_{omed} \quad (9.89)$$

#### 9.5.4.3 Corrente eficaz

$$I_{Dzef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i_{Dz}(t)]^2 dt} \quad (9.90)$$

$$I_{Dzef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T \left( I_{Lmmax} + I_{Lomax} - \frac{V_o}{L_{eq}} t \right)^2 dt} \quad (9.91)$$

$$I_{Dzef} = \sqrt{\frac{I_o^2}{(1-D)} + \frac{V_o^2(1-D)^3}{12f^2L_{eq}^2}} \quad (9.92)$$

$$I_{Dzef} = \sqrt{\frac{(1-D)}{D} \left[ \frac{I_o^2 D}{(1-D)^2} + \frac{V_o^2(1-D)^2 D}{12f^2L_{eq}^2} \right]} \quad (9.93)$$

$$I_{Dzef} = \sqrt{\frac{(1-D)}{D}} I_{sef} \quad (9.94)$$



## 9.5.5 Capacitor de acoplamento

### 9.5.5.1 Limites das correntes

Os limites das correntes mínima e máxima, para o período em que o interruptor ( $S$ ) está conduzindo, estão exibidos na Equação (9.95) e na Equação (9.96) respectivamente.

$$I_{Camin} = I_{Lomin} \quad (9.95)$$

$$I_{Camax} = I_{Lomax} \quad (9.96)$$

Enquanto que para os mesmos limites para o período de condução do diodo ( $D_z$ ), as seguintes igualdades são válidas.

$$I_{Camin} = -I_{Lmmin} \quad (9.97)$$

$$I_{Camax} = -I_{Lmmax} \quad (9.98)$$

### 9.5.5.2 Corrente média

Por definição, Equação (9.99).

$$I_{Camed} = \frac{1}{T} \int_0^T i_C(t) dt \quad (9.99)$$

$$I_{Camed} = 0 \quad (9.100)$$

### 9.5.5.3 Corrente eficaz

$$I_{Cae f} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i_C(t)]^2 dt} \quad (9.101)$$

$$I_{Cae f} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[ \int_0^{DT} \left( I_{Lomin} + \frac{V_{in}}{L_o} t \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left( -I_{Lmmax} + \frac{V_o}{L_m} t \right)^2 dt \right]} \quad (9.102)$$

$$I_{Caef} = \sqrt{I_{omed}^2 \frac{D}{(1-D)} + \Delta I_{Lo}^2 \frac{D}{12} + \Delta I_{Lm}^2 \frac{(1-D)}{12}} \quad (9.103)$$

### 9.5.6 Capacitor de saída

#### 9.5.6.1 Limites das correntes

Considerando que toda a componente alternada da corrente do indutor do filtro de saída passe pelo capacitor e que toda a componente contínua da corrente passe pela carga.

A variação de corrente no capacitor do filtro de saída será igual a variação de corrente no indutor do filtro de saída.

$$I_{Comin} = -\frac{\Delta I_{Lo}}{2} \quad (9.104)$$

$$I_{Comax} = +\frac{\Delta I_{Lo}}{2} \quad (9.105)$$

#### 9.5.6.2 Corrente média

Por definição, Equação (9.106).

$$I_{Comed} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{Co}(t) dt \quad (9.106)$$

$$I_{Comed} = 0 \quad (9.107)$$

#### 9.5.6.3 Corrente eficaz

$$I_{Coef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i_{Co}(t)]^2 dt} \quad (9.108)$$

$$I_{Coef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{DT} \left[ (I_{Lomin} - I_{Lomed}) + \frac{V_{in}}{L_o} t \right]^2 dt + \int_{DT}^T \left[ (I_{Lomax} - I_{Lomed}) - \frac{V_o}{L_o} t \right]^2 dt \right\}} \quad (9.109)$$

$$I_{Coeef} = \sqrt{\Delta I_{Lo}^2 \frac{D}{12} + \Delta I_{Lo}^2 \frac{(1-D)}{12}} \quad (9.110)$$

$$I_{Coeef} = \frac{\Delta I_{Lo}}{\sqrt{12}} \quad (9.111)$$

$$I_{Coeef} = \frac{V_o(1-D)}{\sqrt{12}f_s L_o} \quad (9.112)$$

## 9.6 ANÁLISE DAS TENSÕES

A análise das tensões será de acordo com as polaridades das tensões estabelecidas na Figura 9.8.

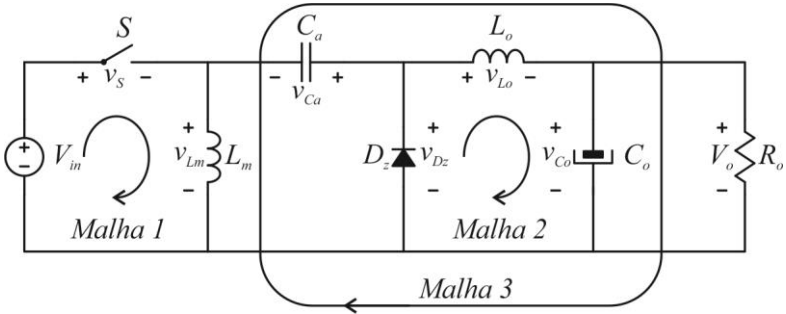


Figura 9.8 – Definição das polaridades das tensões.

### 9.6.1 Indutância magnetizante

$$V_{Lmmed} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{Lm}(t) dt \quad (9.113)$$

$$V_{Lmmed} = 0 \quad (9.114)$$

### 9.6.2 Indutor do filtro de saída

$$V_{Lomed} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{Lo}(t) dt \quad (9.115)$$

$$V_{Lomed} = 0 \quad (9.116)$$

### 9.6.3 Interruptor

Pela análise da Lei de Kirchhoff das Tensões (LKT) na malha 1 da Figura 9.8.

$$\sum V_{med} = 0 \quad (9.117)$$

No sentido horário, considerando as polaridades propostas.

$$-V_{in} + V_S + V_{Lm} = 0 \quad (9.118)$$

A tensão reversa máxima no interruptor é obtida na segunda etapa de operação, onde vale a Equação (9.119).

$$V_{Lm} = -V_o \quad (9.119)$$

Portanto,

$$V_S = V_{in} + V_o \quad (9.120)$$

$$V_{Smax} = V_S \quad (9.121)$$

### 9.6.4 Diodo

Pela análise LKT na malha 2 da Figura 9.8.

$$\sum V_{med} = 0 \quad (9.122)$$

No sentido horário, considerando as polaridades propostas.

$$-V_{Dz} + V_{Lo} + V_{Co} = 0 \quad (9.123)$$

A tensão reversa máxima no diodo é obtida na primeira etapa de operação, onde vale a Equação (9.124).

$$V_{Lo} = V_{in} \quad (9.124)$$

$$V_{Co} = V_o \quad (9.125)$$

Portanto,

$$V_{Dz} = V_{in} + V_o \quad (9.126)$$

$$V_{Dzmax} = V_{Dz} \quad (9.127)$$

## 9.6.5 Capacitor de acoplamento

### 9.6.5.1 Tensão média

Pela análise da LKT na malha 3 da Figura 9.8.

$$\sum V_{med} = 0 \quad (9.128)$$

$$-V_{Lmmed} - V_{Camed} + V_{Lomed} + V_{Comed} = 0 \quad (9.129)$$

$$V_{Lmmed} = 0 \quad (9.130)$$

$$V_{Lomed} = 0 \quad (9.131)$$

$$V_{Comed} = V_o \quad (9.132)$$

$$V_{Camed} = V_o \quad (9.133)$$

### 9.6.5.2 Ondulação de tensão

$$i_{Ca}(t) = C_a \frac{dv_{Ca}(t)}{dt} \quad (9.134)$$

$$\int_{v_{Camin}}^{v_{Camax}} dv_{Ca}(t) = \int_0^{DT} \frac{i_{Ca}(t)}{C_a} dt \quad (9.135)$$

$$\Delta V_{Ca} = \frac{1}{C_a} \int_0^{DT} \left( I_{Lomin} + \frac{V_{in}}{L_o} t \right) dt \quad (9.136)$$

$$\Delta V_{Ca} = \frac{I_o D}{f_s C_a} \quad (9.137)$$

## 9.6.6 Capacitor de saída

### 9.6.6.1 Tensão média

Devido ao capacitor de saída estar em paralelo com a carga, estes apresentam a mesma tensão, conforme a Equação (9.138).

$$V_{Comed} = V_o \quad (9.138)$$

### 9.6.6.2 Ondulação de tensão

$$\Delta V_{Co} = \frac{1}{C_o} \int_0^t i_{Co}(t) dt \quad (9.139)$$

$$\Delta V_{Co} = \frac{1}{C_o} \left[ \int_0^{\frac{DT}{2}} \left( \frac{V_{in}}{L_o} t \right) dt + \int_0^{\frac{(1-D)T}{2}} \left( \frac{V_{in}}{L_o} \frac{DT}{2} - \frac{V_o}{L_o} t \right) dt \right] \quad (9.140)$$

$$\Delta V_{Co} = \frac{(1-D)V_o}{8f_s^2 C_o L_o} \quad (9.141)$$

## 9.7 PROJETO DO CONVERSOR ZETA

### 9.7.1 Especificações do circuito não isolado

As especificações para montagem do conversor Zeta seguem as mesmas especificações do conversor SEPIC, visto que o objetivo é montar um conversor dual com os mesmo parâmetros. Apenas as ondulações de corrente passaram de 15 % para 25 %, devido aos grandes valores de indutâncias necessários para atender a este requisito, e as ondulações de tensão puderam ser melhoradas, reduzindo de 5 % para 0,5 %. O valor da tensão de saída permanece o mesmo fixado em 400 V, porém, nesta etapa de análise do circuito isolado ele será de 180 V.

Tabela VI – Especificações para o projeto do conversor Zeta.

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Tensão média de entrada	$V_{inmed} = 180 V$
Tensão média de saída	$V_{omed} = 180 V$
Rendimento	$\eta = 0,9$
Potência média de entrada	$P_{inmed} = 1400 W$
Frequência de comutação	$f_s = 50 kHz$
Razão cíclica nominal	$D = 0,5$
Variação da corrente média na indutância magnetizante	$\Delta I_{Lm} = 25 \%$
Variação da corrente média no indutor do filtro de saída	$\Delta I_{Lo} = 25 \%$
Variação da tensão média no capacitor de acoplamento	$\Delta V_{Ca} = 0,5 \%$
Variação da tensão média no capacitor do filtro de saída	$\Delta V_{Co} = 0,5 \%$

Algumas equações deduzidas estão expressas em função do período de comutação ( $T$ ), no entanto, como o termo na especificação é a frequência de comutação ( $f_s$ ) é necessário fazer a substituição de acordo com a Equação (9.142).

$$T = \frac{1}{f_s} \quad (9.142)$$

Para aplicação das fórmulas, deduzidas até o presente momento, as considerações (9.143) e (9.144) devem ser levadas em conta.

$$V_{inmed} = V_{in} \quad (9.143)$$

$$V_{omed} = V_o \quad (9.144)$$

#### 9.7.1.1 Potência de saída

Considerando que o conversor Zeta não é mais ideal, ou seja, admite-se que ocorram perdas no processamento de energia entre a fonte e a carga, e que o rendimento seja de 90 %.

$$P_{omed} = \eta P_{inmed} \quad (9.145)$$

$$P_{omed} = 1260 \text{ W} \quad (9.146)$$

#### 9.7.1.2 Corrente média de saída

$$I_{omed} = \frac{P_{omed}}{V_{omed}} \quad (9.147)$$

$$I_{omed} = 7 \text{ A} \quad (9.148)$$

#### 9.7.1.3 Corrente média de entrada

Uma vez que, a corrente média de saída foi calculada levando-se em conta o rendimento da estrutura. Aplicando-se também o termo do rendimento na Equação (9.28) chega-se à Equação (9.149).

$$I_{inmed} = \frac{D}{1-D} \frac{I_{omed}}{\eta} \quad (9.149)$$

$$I_{inmed} = 7,78 \text{ A} \quad (9.150)$$

#### 9.7.1.4 Corrente média na indutância magnetizante

Reescrevendo a Equação (9.40).

$$I_{Lmmed} = I_{inmed} \quad (9.151)$$

$$I_{Lmmed} = 7,78 \text{ A} \quad (9.152)$$

#### 9.7.1.5 Ondulação

Segundo a especificação de variação da corrente média na indutância magnetizante.

$$\Delta I_{Lm} = 0,25 I_{Lmmed} \quad (9.153)$$

$$\Delta I_{Lm} = 1,94 \text{ A} \quad (9.154)$$

#### 9.7.1.6 Indutância magnetizante

Reorganizando os termos da Equação (9.33), obtêm-se:



$$L_m = \frac{V_{inmed}D}{f_s \Delta I_{Lm}} \quad (9.155)$$

$$L_m = 0,93 \text{ mH} \quad (9.156)$$

#### 9.7.1.7 Corrente média no indutor do filtro de saída

Segundo a Equação (9.62).

$$I_{Lomed} = I_{omed} \quad (9.157)$$

$$I_{Lomed} = 7 \text{ A} \quad (9.158)$$

#### 9.7.1.8 Ondulação

Conforme a especificação de variação da corrente média no indutor do filtro de saída.

$$\Delta I_{Lo} = 0,25 I_{Lomed} \quad (9.159)$$

$$\Delta I_{Lo} = 1,75 \text{ A} \quad (9.160)$$

#### 9.7.1.9 Indutor do filtro de saída

Reorganizando os termos da Equação (9.55), tem-se:

$$L_o = \frac{V_{inmed}D}{f_s \Delta I_{Lo}} \quad (9.161)$$

$$L_o = 1,03 \text{ mH} \quad (9.162)$$

#### 9.7.1.10 Carga resistiva

$$R_o = \frac{V_{omed}^2}{P_{omed}} \quad (9.163)$$

$$R_o = 25,71 \Omega \quad (9.164)$$

## 9.7.1.11 Capacitor de acoplamento

Reorganizando os termos da Equação (9.137).

$$C_a = \frac{I_{omed} D}{f_s \Delta V_C} \quad (9.165)$$

$$C_a = 77,78 \mu F \quad (9.166)$$

## 9.7.1.12 Capacitor do filtro de saída

Reorganizando os termos da Equação (9.141).

$$C_o = \frac{(1 - D)V_{omed}}{8f_s^2 L_o \Delta V_{Co}} \quad (9.167)$$

$$C_o = 4,86 \mu F \quad (9.168)$$

## 9.7.1.13 Corrente média no interruptor

De acordo com a Equação (9.73).

$$I_{Smed} = I_{inmed} \quad (9.169)$$

$$I_{Smed} = 7,78 A \quad (9.170)$$

## 9.7.1.14 Corrente eficaz no interruptor

A partir da Equação (9.81).

$$I_{Sef} = \sqrt{D} \sqrt{\frac{I_{omed}^2}{(1 - D)^2} + \frac{V_{omed}^2 (1 - D)^2}{12f^2 L_{eq}^2}} \quad (9.171)$$

$$I_{Sef} = 9,93 A \quad (9.172)$$

## 9.7.1.15 Corrente média no diodo

Conforme a Equação (9.89).

$$I_{Dzmed} = I_{omed} \quad (9.173)$$

$$I_{Dzmed} = 7 \text{ A} \quad (9.174)$$

#### 9.7.1.16 Corrente eficaz no diodo

Segundo a Equação (9.94).

$$I_{Dzef} = \sqrt{\frac{(1-D)}{D}} I_{sef} \quad (9.175)$$

$$I_{Dzef} = 9,93 \text{ A} \quad (9.176)$$

#### 9.7.1.17 Corrente eficaz no capacitor de acoplamento

Mediante a Equação (9.103).

$$I_{caef} = \sqrt{I_{omed}^2 \frac{D}{(1-D)} + \Delta I_{Lo}^2 \frac{D}{12} + \Delta I_{Lm}^2 \frac{(1-D)}{12}} \quad (9.177)$$

$$I_{caef} = 7,02 \text{ A} \quad (9.178)$$

#### 9.7.1.18 Corrente eficaz no capacitor do filtro de saída

Como a Equação (9.112).

$$I_{coef} = \frac{V_{omed}(1-D)}{\sqrt{12} f_s L_o} \quad (9.179)$$

$$I_{coef} = 0,51 \text{ A} \quad (9.180)$$

### 9.7.2 Especificações do circuito isolado

Quase todos os parâmetros permanecem os mesmos, com exceção do valor da tensão de saída, que passa a ser definido na Equação (9.185).

$$V_{omed} = 400V \quad (9.181)$$

O valor da relação de transformação pode ser obtido da Equação (9.182).

$$r = \frac{N_2}{N_1} \quad (9.182)$$

No entanto, neste instante o valor da relação de transformação vem da Equação (9.183).

$$r = \frac{1 - D}{D} \frac{V_{omed}}{V_{inmed}} \quad (9.183)$$

Assumindo o seguinte valor,

$$r = 2,22 \quad (9.184)$$

#### 9.7.2.1 Indutância magnetizante

Como a indutância magnetizante foi considerada no lado primário do transformador não é necessário refleti-la, deste modo.

$$L_m = 0,93 \text{ mH} \quad (9.185)$$

#### 9.7.2.2 Indutor do filtro de saída refletido

Refletindo segundo a Equação (9.14) reescrita por conveniência na Equação (9.186).

$$L_2 = (r)^2 L_1 \quad (9.186)$$

$$L_o = 5,08 \text{ mH} \quad (9.187)$$

#### 9.7.2.3 Capacitor de acoplamento refletido

Refletindo segundo a Equação (9.19) reescrita por conveniência na Equação (9.188).

$$C_2 = \left(\frac{1}{r}\right)^2 C_1 \quad (9.188)$$

$$C_a = 15,75 \mu F \quad (9.189)$$

#### 9.7.2.4 Capacitor do filtro de saída refletido

$$C_o = 0,98 \mu F \quad (9.190)$$

#### 9.7.2.5 Carga resistiva refletida

Reescrevendo a Equação (9.9) na Equação (9.191).

$$Z_2 = \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 Z_1 \quad (9.191)$$

$$R_o = 126,98 \Omega \quad (9.192)$$

#### 9.7.2.6 Tensão e corrente no interruptor

Devido ao interruptor estar localizado no lado primário do transformador, os dados obtidos permanecem os mesmos.

A tensão reversa máxima no interruptor é obtida com o auxílio da Equação (9.121), onde o novo valor da tensão de saída é refletido para o lado primário.

$$V_{Smax} = 360 V \quad (9.193)$$

Corrente média.

$$I_{Smed} = 7,78 A \quad (9.194)$$

E corrente eficaz.

$$I_{Sef} = 9,93 A \quad (9.195)$$

### 9.7.2.7 Tensão e corrente no diodo

A tensão reversa máxima no diodo é obtida com o auxílio da Equação (9.126). Porém, o valor da tensão de entrada é refletido e o valor da tensão de saída é o novo valor conforme especificado na Equação (9.181).

$$V_{Dz} = V_{inmed}r + V_{omed} \quad (9.196)$$

$$V_{Dzmax} = 800 \text{ V} \quad (9.197)$$

O valor da corrente média é o valor da Equação (9.174) refletido.

$$I_{Dzmed} = 3,15 \text{ A} \quad (9.198)$$

E o valor da corrente eficaz é o valor da Equação (9.176) refletido.

$$I_{Dzef} = 4,47 \text{ A} \quad (9.199)$$

A tensão reversa máxima do diodo é muito elevada, o que levou a utilização de um diodo com tensão reversa máxima de 1200 V. Além disso, devido à recuperação reversa do diodo foi necessário um circuito Grampeador em 1000 V.

Também houve a necessidade de um *Snubber* para a proteção do interruptor, a fim de evitar que o pico da tensão reversa provocado pela indutância de dispersão do transformador ultrapassasse o valor suportado pelo interruptor.

Os semicondutores de potência utilizados estavam à disposição no laboratório. Por este motivo, o valor da corrente que o diodo suporta está superdimensionado e o valor da corrente que o interruptor admite está elevado.

### 9.7.3 Projeto físico do conversor Zeta

O dimensionamento dos componentes utilizados, para a montagem da placa de potência, foi realizado com base nas especificações do circuito isolado. Os principais estão apresentados na Tabela VII.

Tabela VII – Componentes.

Parâmetro	Valor
Indutância magnetizante do transformador	$L_m = 0,99\text{ mH}$
Indutor do filtro de saída	$L_o = 4,99\text{ mH}$
Indutor do filtro de entrada	$L_f = 0,2\text{ mH}$
Capacitor do filtro de entrada	$C_f = 5\text{ }\mu\text{F}/400\text{ V}$
Capacitor fotovoltaico	$C_{pv} = 180\text{ }\mu\text{F}/400\text{ V}$
Capacitor de acoplamento	$C_a = 20\text{ }\mu\text{F}/400\text{ V}$
Capacitor do filtro de saída	$C_o = 1\text{ }\mu\text{F}/1000\text{ V}$
Interruptor MOSFET	IPW60R070C6 - 650 V/ 34A
Diodo Zeta	IXYS DSEI 60 - 1200 V/ 52 A

O circuito completo é composto pela placa de potência do conversor Zeta, apresentada na Figura 9.9, pela placa de controle e pela placa da fonte auxiliar; o esquemático completo de todas as placas está no APÊNDICE A.

Os cálculos dos principais componentes magnéticos estão detalhadamente apresentados no APÊNDICE B.

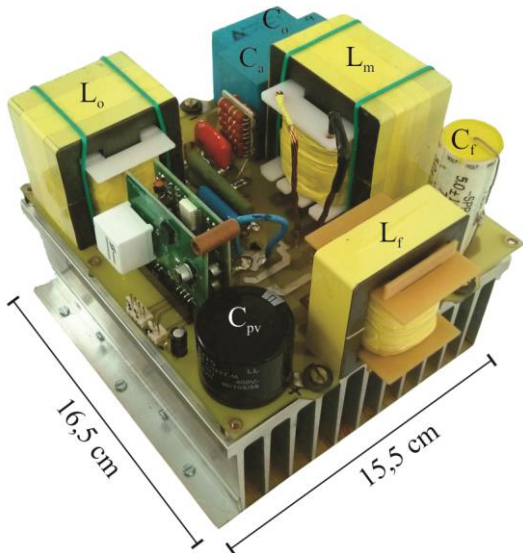


Figura 9.9 – Placa de potência do conversor Zeta.

O valor do capacitor fotovoltaico ( $C_{pv}$ ), que está em paralelo ao módulo fotovoltaico (FV), foi obtido de maneira empírica, onde através de simulações desejou-se que o tempo de transitório do capacitor fosse a metade do tempo de amostragem. Isto é necessário porque se o valor da capacitância fosse elevado, isto iria interferir no método, visto que, a tensão amostrada não iria corresponder ao valor real de estabilização após a variação da razão cíclica.

Após a conclusão do projeto percebeu-se a necessidade de implementar um filtro de entrada  $LC$  entre a saída do módulo FV e a entrada do conversor, uma vez que, a corrente de entrada do conversor Zeta é pulsada e o módulo FV é feito para operar com corrente e tensão contínuas.

O valor da resistência de carga nominal utilizado nos testes foi reduzido para  $94,4 \Omega$ , aumentando a potência processada pelo conversor, fato que será abordado mais a frente.



## 10 RELAÇÃO ENTRE VARIAÇÃO DE RAZÃO CÍCLICA E VARIAÇÃO DE TENSÃO PARA O ZETA.

Partindo da Equação (10.1) para o conversor operando no modo de condução contínua (MCC), considerando a relação de espiras  $r$ , o ganho estático é dado por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} r \quad (10.1)$$

O ganho estático da Equação (10.1) é válido para um ponto de operação fixo, por apresentar somente termos constantes.

Levando-se em consideração o rendimento  $\eta$  do conversor.

$$P_o = P_{in} \eta \quad (10.2)$$

A potência do módulo fotovoltaico (FV) é igual a potência de entrada do conversor Zeta, deste modo  $P_{pv} = P_{in}$ . Então, reescrevendo a Equação (10.2) em termos de  $V_o$  e  $R_o$ , obtém-se:

$$\frac{V_o^2}{R_o} = P_{pv} n \quad (10.3)$$

Isolando  $V_o$  na Equação (10.3) e na Equação (10.1) e comparando-as, tem-se:

$$v_{in} dr = (1-d) \sqrt{P_{pv} n R_o} \quad (10.4)$$

Onde  $v_{in}$  e  $d$  são termos compostos por um valor fixo mais uma perturbação.

$$v_{in} = V_{in} + \hat{v}_{in} \quad (10.5)$$

$$d = D + \hat{d} \quad (10.6)$$

Substituindo a Equação (10.5) e a Equação (10.6) na Equação (10.4), constitui-se:

$$(V_{in} + \hat{v}_{in})(D + \hat{d})r = [1 - (D + \hat{d})] \sqrt{P_{pv} n R_o} \quad (10.7)$$

$$\begin{aligned} (V_{in}^2 D^2 + 2V_{in}^2 D\hat{d} + V_{in}^2 \hat{d}^2 + 2V_{in}\hat{v}_{in}D^2 + 4V_{in}\hat{v}_{in}D\hat{d} + 2V_{in}\hat{v}_{in}\hat{d}^2)r^2 \\ = (1 - 2D - 2\hat{d} + D^2 + 2D\hat{d} + \hat{d}^2)P_{pv}nR_o \end{aligned} \quad (10.8)$$

$$\begin{aligned} (V_{in}^2 D^2 + 2V_{in}^2 D\hat{d} + V_{in}^2 \hat{d}^2 + 2V_{in}\hat{v}_{in}D^2 + 4V_{in}\hat{v}_{in}D\hat{d} + 2V_{in}\hat{v}_{in}\hat{d}^2)r^2 \\ = (1 - 2D - 2\hat{d} + D^2 + 2D\hat{d} + \hat{d}^2)P_{pv}nR_o \end{aligned} \quad (10.9)$$

Primeiramente, retirando os termos que possuem multiplicação de duas perturbações.

$$\begin{aligned} (V_{in}^2 D^2 + 2V_{in}^2 D\hat{d} + 2V_{in}\hat{v}_{in}D^2)r^2 \\ = (1 - 2D - 2\hat{d} + D^2 + 2D\hat{d})P_{pv}nR_o \end{aligned} \quad (10.10)$$

Retirando os termos constantes da Equação (10.10), tem-se:

$$(V_{in}^2 D^2)r^2 = (1 - 2D + D^2)P_{pv}nR_o \quad (10.11)$$

Rearranjando estes termos, obtém-se:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D}r \quad (10.12)$$

Restando

$$(2V_{in}^2 D\hat{d} + 2V_{in}\hat{v}_{in}D^2)r^2 = (-2\hat{d} + 2D\hat{d})P_{pv}nR_o \quad (10.13)$$

Isolando  $\hat{v}_{in}$

$$\hat{v}_{in} = -\hat{d} \left[ \frac{(1 - D)P_{pv}nR_o + V_{in}^2 Dr^2}{V_{in}D^2 r^2} \right] \quad (10.14)$$

Esta é a equação utilizada para saber qual é a variação da tensão de saída do módulo FV causada pela perturbação da razão cíclica no conversor Zeta.

## 11 RESULTADOS TEÓRICOS ZETA

Caracteristicamente, os módulos fotovoltaicos (FV) são testados em laboratório sob as Condições Padrão de Referência para Ensaio (STC), que resumidamente são 25 °C de temperatura e 1000 W/m<sup>2</sup> de irradiância. Entretanto, quando os módulos FV estão em campo, ficam submetidos a altas temperaturas e baixas irradiações.

A fim de obter um valor mais próximo da potência gerada pelo módulo FV na prática, eles também são testados sobre a condição de Temperatura Nominal de Operação da Célula (NOCT), que é definida como a temperatura do módulo FV quando este estiver submetido as condições da Tabela VIII [26], com seus terminais em circuito aberto.

Tabela VIII – Parâmetros para obter a temperatura de NOCT.

Parâmetros	Valores
Irradiância na superfície da célula	800 W/m <sup>2</sup>
Temperatura do ar	20 °C
Velocidade do vento	1 m/s
Montagem	Parte de trás do módulo FV aberta.

A temperatura de NOCT depende das características construtivas do módulo FV. Deste modo, existem distintos valores para diferentes fabricantes de módulo FV, mesmo que estes tenham a mesma potência.

Para o módulo KC200GT [27] a temperatura no NOCT é de 47 °C. E os parâmetros do módulo FV quando submetido às condições descritas na Tabela VIII estão na Tabela IX, advinda do catálogo do fabricante.

Tabela IX – Parâmetros elétricos para as condições de NOCT.

Parâmetros	Valores
Potência máxima – $P_{mpp}$	142 W
Tensão de máxima potência – $V_{mpp}$	23,2 V
Corrente de máxima potência – $I_{mpp}$	6,13 A
Tensão de circuito aberto – $V_{oc}$	29,9 V
Corrente de curto-circuito – $I_{sc}$	6,62 A

Nos teste serão utilizados 5 módulos FV que geram uma potência máxima de 710 W nas condições de NOCT, e por estarem conectados em série os valores da tensão e da corrente para o ponto de máxima potência são respectivamente 116 V e 6,13 A.

Para melhor entendimento, todos os segmentos de retas nas figuras representam o valor máximo disponível pelo conjunto de módulos FV, para as condições que eles estejam submetidos. E as curvas que possuem oscilações descrevem os valores que estão sendo medidos.

## 11.1 ALGORITMO COM PASSO FIXO

Primeiramente, será utilizado o algoritmo com passo fixo, ou seja, a variação da razão cíclica é constante.

O microcontrolador escolhido [28] possui variáveis do tamanho máximo de 8 bits, o que produz 256 valores diferentes. A razão cíclica  $D$  utiliza uma variável deste tipo e o tamanho de passo mínimo é obtido através da Equação (11.1).

$$\Delta D_{min} = \frac{1}{256} = 0,0039 \quad (11.1)$$

Então, o passo mínimo escolhido será o mais próximo do valor calculado, neste caso 0,004. A escolha do tamanho do passo fixo está diretamente associada à velocidade da resposta às perturbações e ao tamanho da oscilação ao redor do ponto de máxima potência. Escolheu-se o menor passo possível, com o objetivo de obter menor oscilação da potência; mesmo assim, os tempos das respostas ficaram aceitáveis para todas as condições apresentadas.

### 11.1.1 Partindo do repouso

Inicialmente, será mostrado que o sistema segue o ponto de máxima potência, a partir de, uma condição inicial de operação fora do MPP.

O teste é realizado da seguinte maneira: o conversor está operando com a razão cíclica mínima de 20%, ou seja,  $D = 0,2$  e não há irradiância incidente no módulo, quando instantaneamente a irradiância assume o valor de  $800 \text{ W/m}^2$ , onde juntamente com a temperatura de  $47^\circ \text{C}$  o módulo FV disponibiliza uma potência máxima de 710 W.

O conversor vai alterando a razão cíclica a uma taxa constante de 0,004 até que a potência atingida seja a máxima, de acordo com a Figura 11.1.

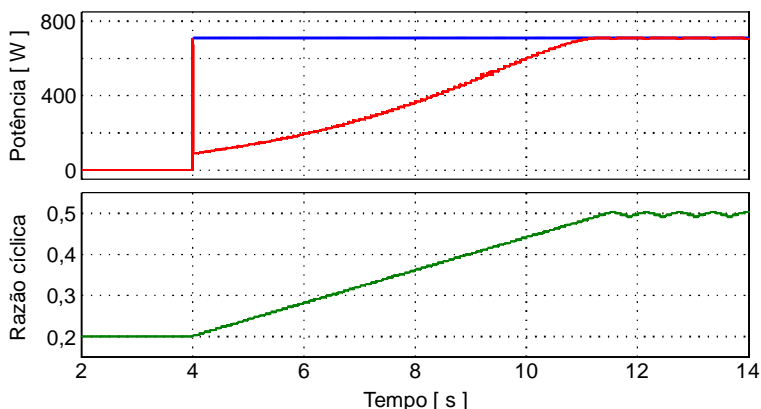


Figura 11.1 – Partindo do repouso com passo de 0,004.

O sistema levou praticamente 7 segundos para atingir o ponto de máxima potência, e quando o atingiu, a diferença entre a máxima potência disponível e a mínima extraída é de 4,7 W, correspondendo a uma oscilação de 0,66 % da máxima potência.

O mesmo teste de partida do sistema é refeito para um valor de passo fixo 10 vezes maior,  $D = 0,04$ , apresentado na Figura 11.2.

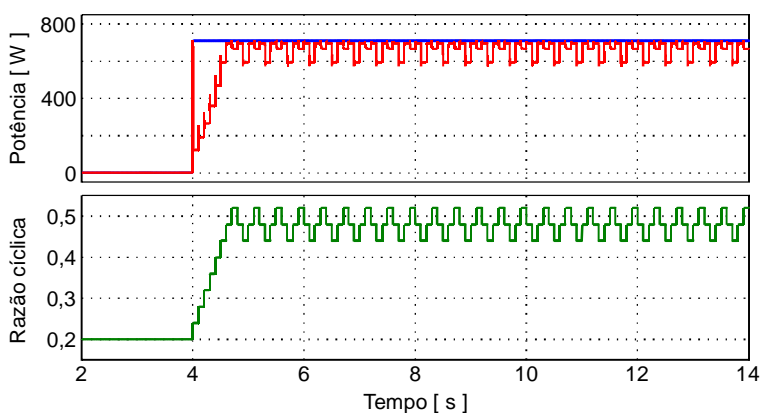


Figura 11.2 - Partindo do repouso com passo de 0,04.

O sistema levou aproximadamente 0,7 segundos para sair da condição inicial nula até chegar à potência máxima. No entanto, a oscilação da potência para o sistema estabilizado permanece com um valor alto de 117 W, equivalente a 16,48 % da máxima potência.

Comparando a Figura 11.1 e a Figura 11.2, nota-se a vantagem e a desvantagem de cada método. Assim sendo, se o algoritmo for utilizar passo fixo o ideal é analisar o local de operação dos módulos FV. Porque em um deserto onde o céu é totalmente aberto e não existem nuvens, ou existem em pouca quantidade, o melhor é utilizar um passo menor. Porém, em uma região tropical, os módulos FV estão expostos a muitas nuvens e vento, que provocam grandes e frequentes degraus de irradiância, o melhor é utilizar um passo maior.

### 11.1.2 Degrau de carga

#### 11.1.2.1 Degrau de carga positivo

Efetuando um degraú grande de 100% de carga, isso significa que a resistência  $R_o$  caiu à metade de seu valor nominal.

A potência máxima disponível pelo módulo FV continua a mesma durante todo o ensaio, porque ela depende somente dos fatores ambientais. Contudo, a potência extraída do módulo FV, no instante do degraú de carga, sofre uma brusca redução conforme a Figura 11.3.

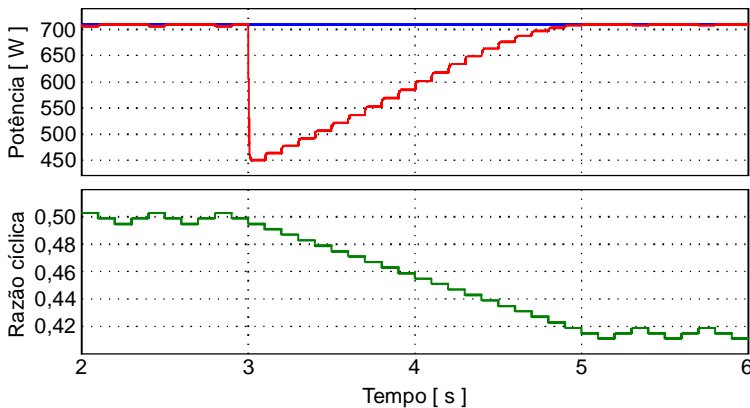


Figura 11.3 – Potência na saída do módulo FV e razão cíclica.

Quando ocorre um aumento de carga no sistema, o valor da tensão tende a cair e o valor da corrente a aumentar. A tensão e a corrente do módulo FV estão representadas na Figura 11.4.

Como a tensão diminui, é necessário aumentá-la, e para isto a razão cíclica deve diminuir, conforme o gráfico da Figura 11.3.

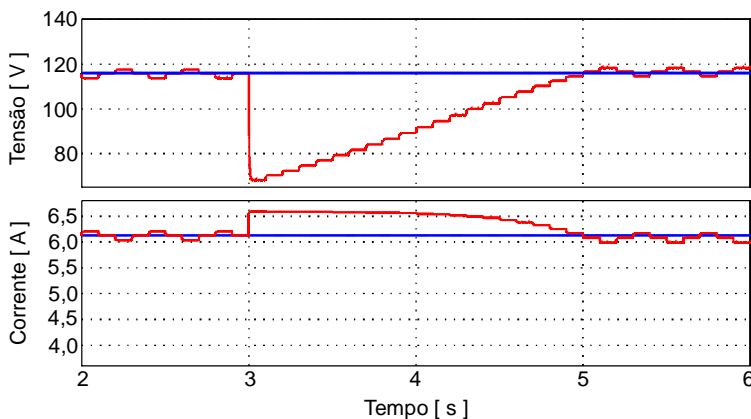


Figura 11.4 - Tensão e corrente na saída do módulo FV.

A tensão e a corrente de saída do módulo FV estavam com seus respectivos valores de máxima potência. Porém, após o degrau de carga elas saíram do ponto de operação original, e como mencionado, a potência máxima disponível não mudou, portanto, os valores de tensão e corrente que fazem o módulo operar na máxima potência também não mudaram, então o algoritmo irá conduzir o ponto de operação novamente ao ponto de máxima potência apenas mudando a razão cíclica do conversor.

A Figura 11.5 traz as formas de onda de tensão e corrente referentes à carga. Percebe-se que depois de ter ocorrido o degrau de carga positivo, a tensão diminuiu e a corrente aumentou.

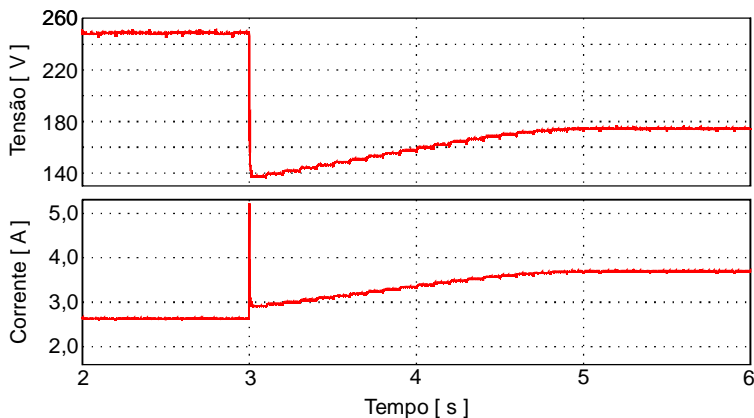


Figura 11.5 – Tensão e corrente na carga.

Porém, mesmo elas estando diferentes dos valores referentes a antes do degrau, o produto destas duas grandezas se conserva, ou seja, a potência total processada pela carga continua a mesma, de acordo com a Figura 11.6.

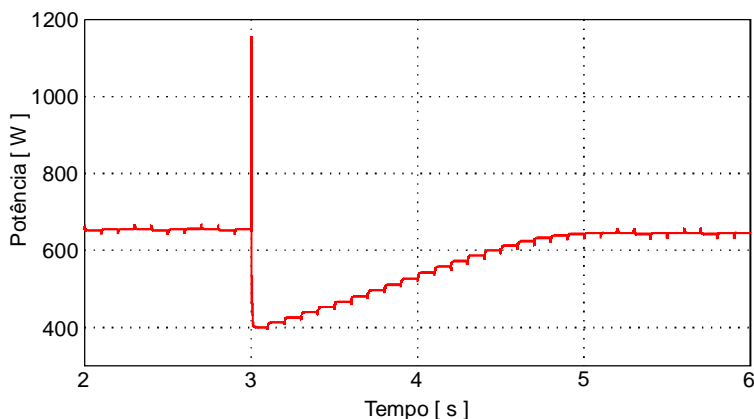


Figura 11.6 – Potência na carga.

#### 11.1.2.2 Degrâu de carga negativo

Será realizado um teste contrário ao anterior, onde será retirada carga do sistema, ou seja, o valor da resistência irá aumentar. Neste caso serão retirados os 100% de carga adicionadas anteriormente, o que fará com que o sistema volte a operar nas condições nominais.



Os resultados apresentam comportamento exatamente contrário aos resultados anteriores.

Começando pela análise da potência no módulo FV, Figura 11.7, onde no tempo de 7 segundos ocorre o degrau de carga e a razão cíclica aumenta até o ponto de operação retornar ao ponto de máxima potência.

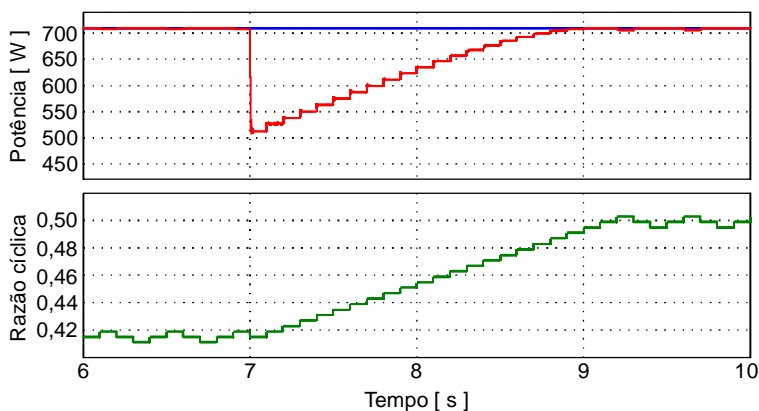


Figura 11.7 – Potência na saída do módulo FV e razão cíclica.

Percebe-se que a razão cíclica aumentou desde o segundo degrau de carga, uma vez que, a tensão precisava diminuir.

Ocorreu um aumento de carga no sistema o que faz a tensão se elevar e consequentemente a corrente diminuir, segundo Figura 11.8.

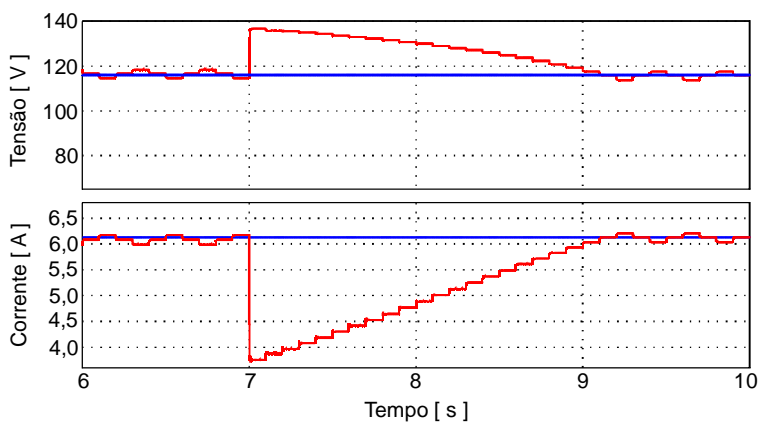


Figura 11.8 – Tensão e corrente na saída do módulo FV.

Mais uma vez, os valores de tensão e corrente na carga são alterados, voltando agora aos seus valores originais, Figura 11.9.

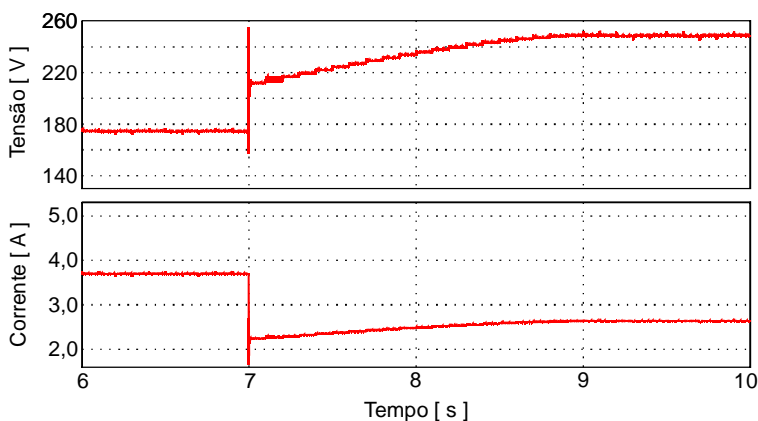


Figura 11.9 – Tensão e corrente na carga.

Observa-se que a potência consumida pela carga, antes e depois do degrau de carga permanece constante, conforme Figura 11.10.

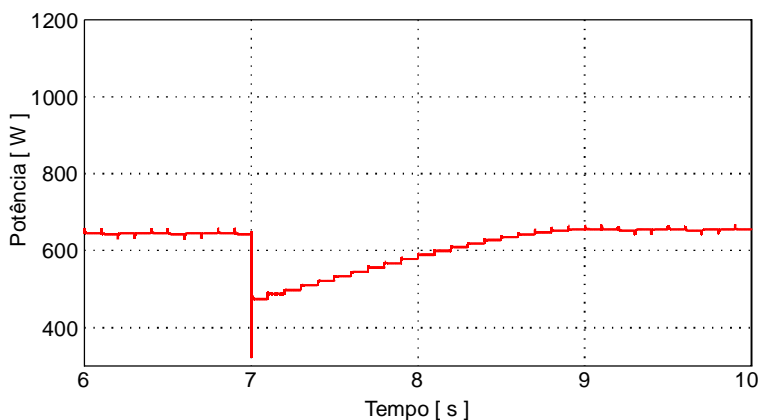


Figura 11.10 – Potência na carga.

Este comportamento do módulo FV juntamente com uma técnica de MPPT associada a um conversor é característico de uma fonte de potência. Neste caso utilizando carga resistiva, não importa o valor de carga colocado nos terminais do conversor, a potência que ela receberá sempre será constante e a máxima disponível pelo módulo FV, onde os

valores da tensão e da corrente se modificam para entregar a máxima potência.

### 11.1.3 Irradiância

#### 11.1.3.1 Degrau

Pretende-se com o degraú abrupto de irradiância simular uma condição muito comum durante o dia, onde quando o módulo FV está recebendo irradiância direta do sol em um dia de céu aberto e de repente surge uma nuvem sombreando totalmente o módulo solar.

O sistema irá partir de um ponto de operação onde os módulos FV estão operando no ponto de máxima potência, e os degraus de irradiância serão dados em 3 e em 6 segundos, primeiro decrementando e posteriormente incrementando a quantidade específica de irradiância para cada situação de teste.

##### 11.1.3.1.1 *Degrau de $200 \text{ W/m}^2$*

Primeiramente o sistema será submetido a um degraú de  $200 \text{ W/m}^2$ , exposto na Figura 11.11.

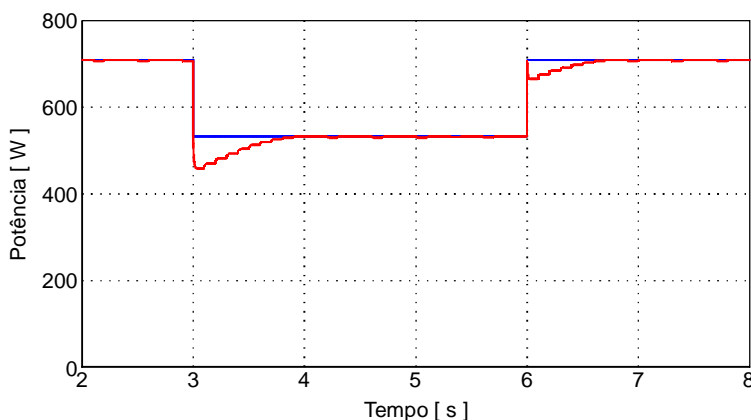


Figura 11.11 – Degrau de  $200 \text{ W/m}^2$ .

Nota-se que logo após o degraú de irradiância, a potência rastreada rapidamente volta a operar no ponto de máxima potência. O tempo de rastreamento do novo MPP ficou abaixo de 1 segundo.

### 11.1.3.1.2 *Degrau de 400 W/m<sup>2</sup>*

No segundo teste o sistema será submetido a um degrau de irradiância com o dobro da amplitude do anterior, igual a 400 W/m<sup>2</sup>, apresentado na Figura 11.12.

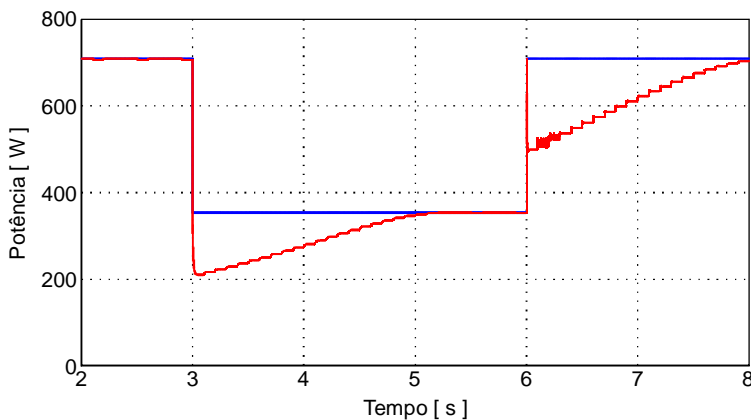


Figura 11.12 – Degrau de 400 W/m<sup>2</sup>.

Observa-se que a potência rastreada leva praticamente o dobro do tempo do teste anterior para atingir o novo MPP, por volta de 2 segundos.

### 11.1.3.1.3 *Degrau de 600 W/m<sup>2</sup>*

Por último, será aplicado um degrau de irradiância de grande amplitude com o valor de 600 W/m<sup>2</sup>, conforme Figura 11.13.

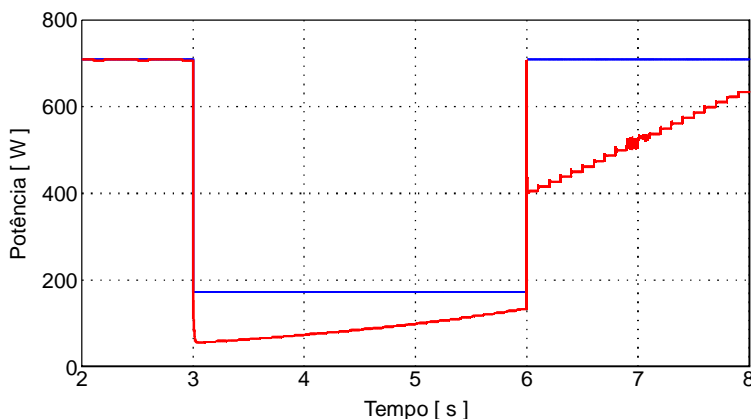


Figura 11.13 – Degrau de  $600 \text{ W/m}^2$ .

Mantendo os mesmos tempos dos degraus de irradiância anteriores, em 3 e em 6 segundos, como mostrado na Figura 11.13, nota-se que devido à amplitude do degrau de irradiância, o tempo necessário para atingir o novo ponto de máxima potência precisa ser maior. Tanto que ele nem foi atingido e um novo degrau de irradiância foi aplicado, fazendo o sistema voltar a submeter-se às condições iniciais de teste.

Este fato comprova que quando ocorrer um degrau de irradiância, enquanto o sistema ainda não tiver atingido o ponto de máxima potência, o sistema não se perde e ele irá convergir para o novo MPP. Esta é uma condição que acontece muito na prática, representada por uma passagem rápida de uma nuvem, onde ocorreu o sombreamento do módulo FV e enquanto o sistema caminhava para o novo ponto de máxima potência a irradiância mudou novamente, mudando o ponto de máxima potência e fazendo o sistema caminhar a este novo ponto.

O passo fixo tem o problema de sempre manter o mesmo passo, o que se torna uma desvantagem quando ocorrem perturbações nas condições de teste que deslocam o novo MPP para bem longe. Com um programa de múltiplos passos ou de infinitos passos variáveis isto pode ser evitado.

O teste anterior será simulado novamente. Porém, o tempo entre os degraus é aumentado, a fim de confirmar que o sistema converge para o novo MPP mesmo sobre grande variação de irradiância, Figura 11.14.

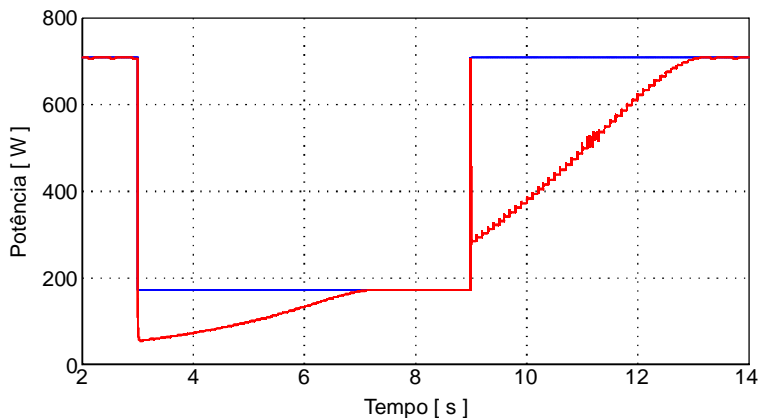


Figura 11.14 – Degrau de  $600 \text{ W/m}^2$  com tempo maior.

Conclui-se que quanto maior for o degrau de irradiância, maior será o tempo para o sistema voltar a operar no ponto de máxima potência, porque o ponto está mais longe do atual e como a razão cíclica varia a uma taxa constante, maior será o tempo para atingir a nova razão cíclica que faz o conversor extrair a máxima potência do módulo FV.

No entanto, apesar dos diferentes tempos de rastreamento, em todos os testes, a técnica de MPPT da impedância característica levou o sistema FV a operar no ponto de máxima potência.

#### 11.1.3.1.4 *Influência da irradiância na tensão e na corrente do módulo FV*

Análise da tensão e da corrente durante o degrau de irradiância de  $600 \text{ W/m}^2$  está exposta na Figura 11.15.

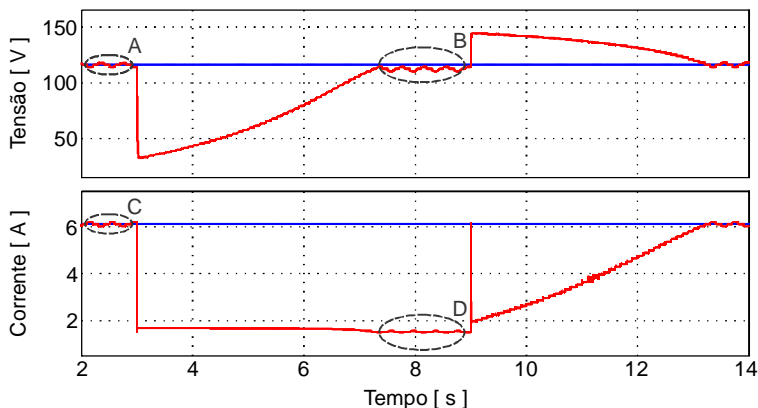


Figura 11.15 – Tensão e corrente no módulo FV para degrau de irradiância.

Mesmo com uma grande variação de irradiância, que causou uma enorme variação de potência, a tensão na região *B* de máxima potência é muito próxima da tensão na região *A* de máxima potência. No entanto, a corrente na região *D* de máxima potência está muito distante do valor da corrente da região *C* de máxima potência.

Assim, comprova-se que a variação de irradiância influencia muito mais o valor da corrente do que o valor da tensão do módulo FV.

### 11.1.3.2 Rampa

Neste caso, o objetivo é analisar a dinâmica de rastreamento da técnica da impedância característica e, demonstrar que o sistema segue o ponto de máxima potência, mesmo quando este está mudando a todo instante.

O ponto de máxima potência não possui um valor fixo; ele tem seu valor alterado a todo o momento, devido a constante mudança no valor da irradiância.

#### 11.1.3.2.1 Rampa crescente de irradiância

Mantendo a temperatura constante no valor de 47 °C e variando a irradiância a uma taxa de 50 W/m<sup>2</sup> por segundo, começando em 600 W/m<sup>2</sup> em 4 s e chegando a 1000 W/m<sup>2</sup> em 12 s, representado na Figura 11.16.

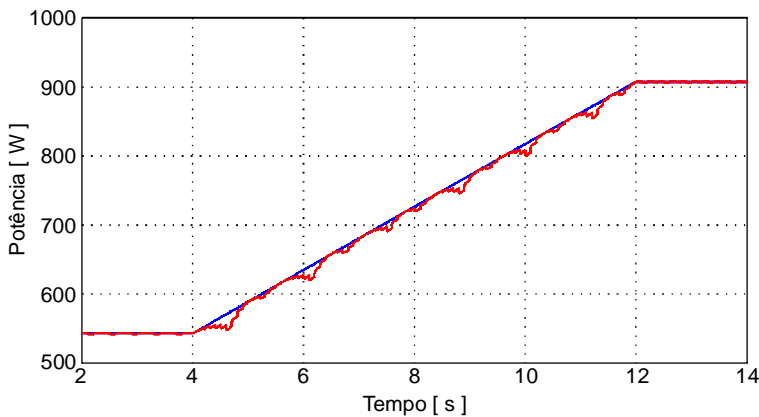


Figura 11.16 – Acréscimo de  $50 \text{ W/m}^2$  por segundo da irradiância.

Nota-se que quanto maior for a irradiância, mais próximo o sistema se encontra do ponto de máxima potência, porque é mais fácil rastrear altas irradiâncias, visto que, a derivada é mais acentuada.

A trajetória de rastreamento parte de um ponto estabilizado no ponto de máxima potência, e vai seguindo o ponto de máxima potência, porém, durante o incremento da irradiância não existe um ponto de máxima potência fixo, então o sistema não sabe onde tem que chegar, por isso ocorrem as oscilações. Entretanto, quando o sistema atinge uma condição de irradiância fixa, onde existe agora um ponto de máxima potência, o sistema é estabilizado nele.

#### 11.1.3.2.2 Rampa decrescente de irradiância

Mantendo a mesma taxa de variação do teste anterior,  $50 \text{ W/m}^2$  por segundo, a irradiância inicia com o valor de  $1000 \text{ W/m}^2$  em 4 s e atinge  $600 \text{ W/m}^2$  em 12 s, Figura 11.17.



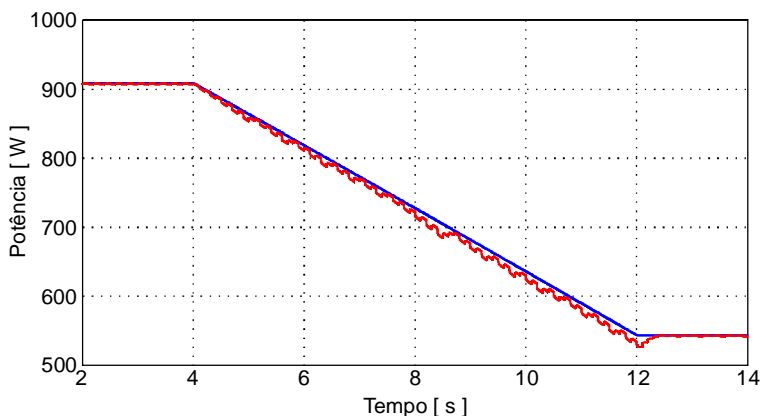


Figura 11.17 – Decréscimo de  $50 \text{ W/m}^2$  por segundo da irradiância.

Constata-se, mais facilmente, que quanto menor a irradiância mais difícil é o rastreamento, principalmente se a irradiância não estiver estabilizada como nos testes. No entanto, novamente quando a irradiância alcança um novo valor fixo, o sistema converge para o novo ponto de máxima potência e fica operando em seu redor.

## 11.1.4 Temperatura

### 11.1.4.1 Degrau

Tanto a temperatura ambiente quanto a temperatura da célula FV possuem uma inércia muito grande, portanto, não ocorrem degraus de temperatura na prática, porém, é importante testar o algoritmo nestas condições, com o propósito de verificar se o rastreamento funciona para mudança de temperatura.

Nos próximos testes a irradiância incidente no módulo FV permanecerá constante com o valor de  $800 \text{ W/m}^2$ .

#### 11.1.4.1.1 Degrau de $3^\circ\text{C}$

Um degrau de  $3^\circ\text{C}$  é executado em 3 e 6 segundos. A potência máxima, a potência rastreada, e a razão cíclica estão expostas na Figura 11.18.

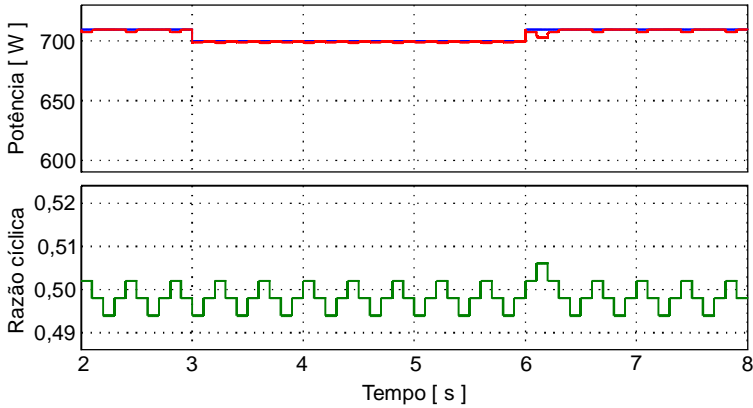


Figura 11.18 – Degrau de 3 °C.

Nota-se que com um degrau de 3 °C a potência máxima passa de 710 W para 700 W, o que não chega a alterar o valor da razão cíclica. Portanto, para qualquer valor de degrau de temperatura menor do que 3 °C a razão cíclica permanecerá constante, o que garante o rastreamento da máxima potência.

Constata-se que em 6 segundos houve uma alteração da razão cíclica porque foi satisfeita a condição da correção do algoritmo proposta, ou seja, o passo foi em direção contrária ao programado.

#### 11.1.4.1.2 Degrau de 10 °C

Com o interesse de mostrar como a temperatura influencia em um sistema FV, um degrau, maior que o anterior, de 10 °C é aplicado, conforme Figura 11.19.

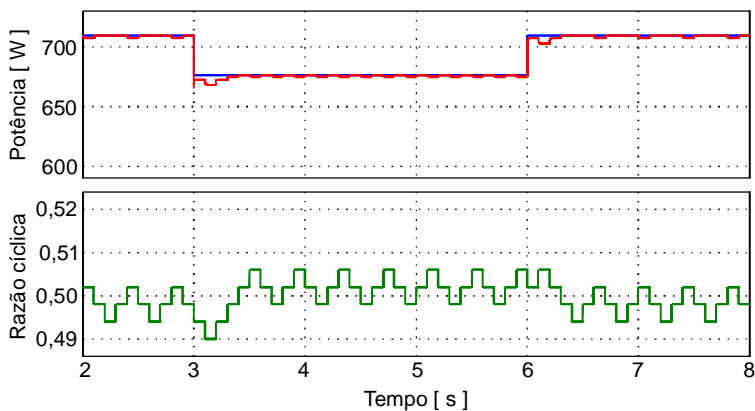


Figura 11.19 – Degrau de 10 °C.

Com este novo aumento de temperatura a potência máxima diminui 34 W, passando de 710 W para 676 W, valor suficiente para alterar a razão cíclica.

#### 11.1.4.1.3 *Influência da temperatura na tensão e na corrente do módulo FV*

Análise da tensão e da corrente durante o degraú de temperatura de 10 °C está apresentada na Figura 11.20.

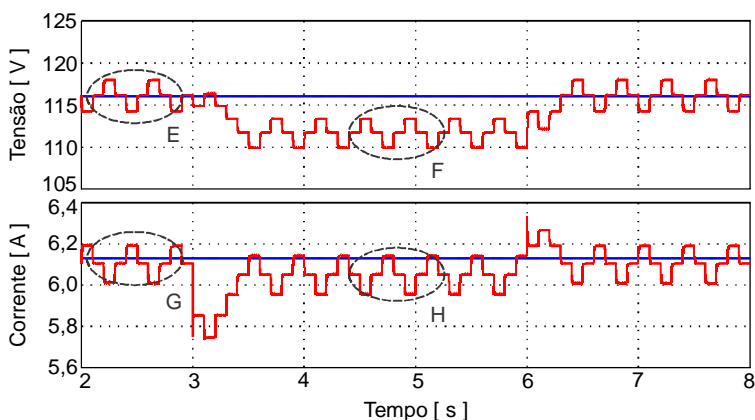


Figura 11.20 – Tensão e corrente no módulo FV para degraú de temperatura.

Observa-se que a tensão variou mais da região de máxima potência E para a F do que a corrente variou da região de máxima potência G para H.

Certifica-se que a variação de temperatura influencia muito mais o valor da tensão do que o valor da corrente do módulo FV.

#### 11.1.4.2 Rampa

Um procedimento que melhor demonstra o comportamento da temperatura é a variação em rampa. Esta variação é muito pequena e lenta, no entanto, com o interesse de analisar a dinâmica de rastreamento são realizadas variações mais rápidas de temperatura.

Em ambos os testes o sistema deixa uma região de operação estável e parte para outra.

##### 11.1.4.2.1 *Rampa crescente de temperatura*

A temperatura passa de 47 °C para 77 °C em 10 segundos, ou seja, ela varia a uma taxa de 3 °C por segundo, no intervalo de 3 a 13 segundos, conforme Figura 11.21.

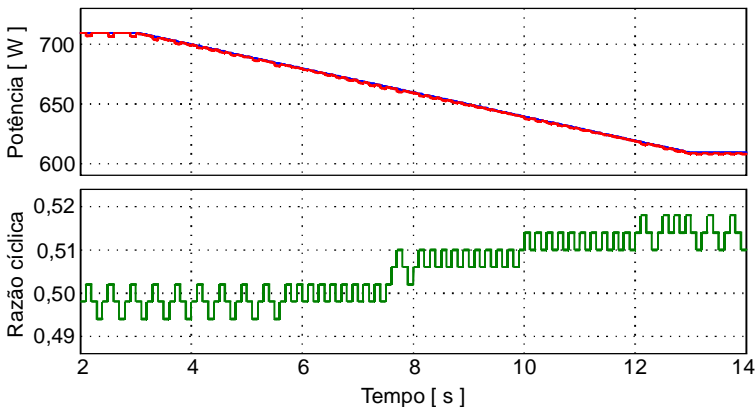


Figura 11.21 - Acréscimo de temperatura.

Observa-se que a razão cíclica se mantém com uma variação fixa em certos intervalos de tempo, isto é devido a pequena variação de temperatura não influenciar a razão cíclica como visto no degrau de 3 °C. Além disso, a potência está diminuindo com o passar do tempo,

comprovando que o aumento de temperatura reduz a potência na saída do módulo FV.

#### 11.1.4.2.2 *Rampa decrescente de temperatura*

Ao contrário do teste anterior, a temperatura passa de 77 °C para 47 °C, no mesmo intervalo de 10 segundos, variando a uma taxa de 3 °C por segundo, de 3 a 13 segundos, Figura 11.22.

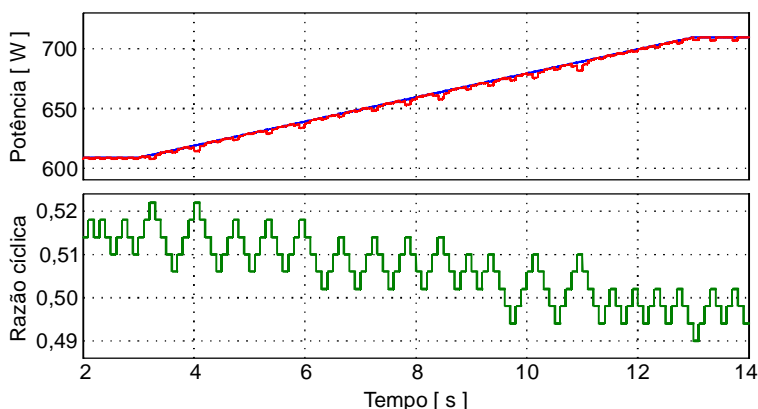


Figura 11.22 - Decréscimo de temperatura.

Repara-se novamente que a razão cíclica mantém intervalos periódicos durante o teste, e de maneira oposta apresentada anteriormente, o decréscimo da temperatura aumenta a potência.

Mesmo durante a variação da temperatura a técnica da impedância característica procura o ponto de máxima potência, comprovando a sua rastreabilidade para condições variáveis de temperatura.

### 11.1.5 Degrau de irradiância, temperatura e carga.

Apesar de, um degrau de irradiância, temperatura e carga ser muito difícil de acontecer ao mesmo tempo, este teste é realizado com a intenção de verificar todas as influências ao mesmo tempo. Primeiramente é aplicado um degrau de carga positivo, uma diminuição da irradiância de 400 W/m<sup>2</sup>, e um acréscimo de 10 °C na temperatura, posteriormente todos estes parâmetros voltam aos valores originais de antes da perturbação, Figura 11.23.

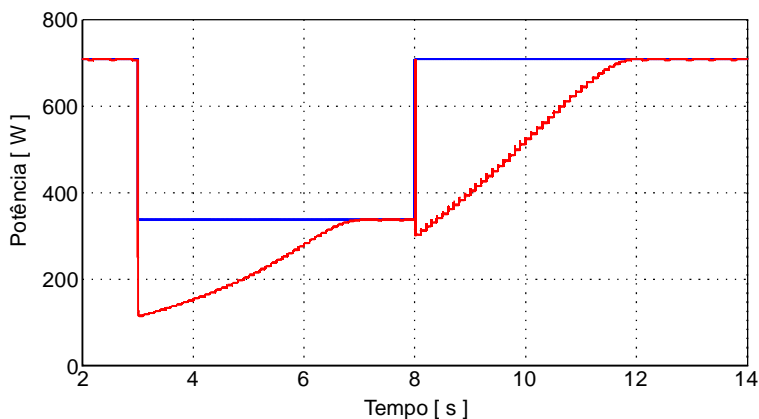


Figura 11.23 - Degrau de irradiância, temperatura e carga ao mesmo tempo.

O degraú de carga não muda a potência proveniente do módulo FV, mas altera os valores da tensão e da corrente em um período transitório. Enquanto que, a diminuição da irradiância e o aumento da temperatura diminuem a potência.

Na Figura 11.24 são mostradas a tensão e a razão cíclica para os degraus do teste.

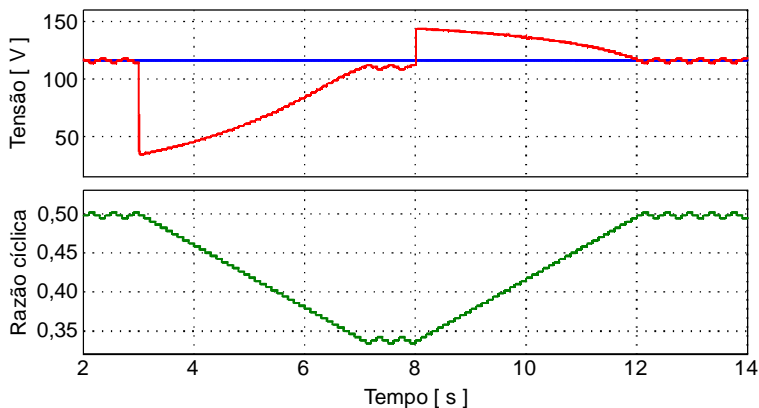


Figura 11.24 – Tensão e Razão cíclica no degraú de irradiância, temperatura e carga.

Percebe-se que o valor da tensão passou de 116 V para quase 144 V no degraú que aconteceu em 8 s, ficando muito longe do valor da

tensão de máxima potência; em vista disso, a potência diminuiu antes de seguir para o novo ponto de máxima potência na Figura 11.23.

## 11.2 ALGORITMO COM PASSO VARIÁVEL

Alguns dos testes feitos com passo fixo serão realizados novamente com passo variável. A utilização de passo variável na técnica da impedância característica pode ser entendida com uma versão modificada da técnica.

No algoritmo de passo variável, definiu-se os valores do passo mínimo e do passo máximo. O passo mínimo possui o valor de 0,004, que é igual ao valor do passo no algoritmo com passo fixo, e o passo máximo é definido com o valor de 10 vezes o valor do passo mínimo, ou seja, 0,04.

O tamanho do passo máximo foi estabelecido através das análises dos resultados, de maneira que, a escolha de um passo maior que 0,04 ocasionava problemas para pequenas e médias perturbações de irradiância; além de, poder danificar o núcleo dos elementos magnéticos do circuito, devido as elevadas oscilações mecânicas.

### 11.2.1 Partindo do repouso

No teste inicial, o conversor está operando com a razão cíclica mínima de 0,2 quando no tempo de 4 segundos o valor da irradiância muda de  $0 \text{ W/m}^2$  para  $800 \text{ W/m}^2$ , Figura 11.25.

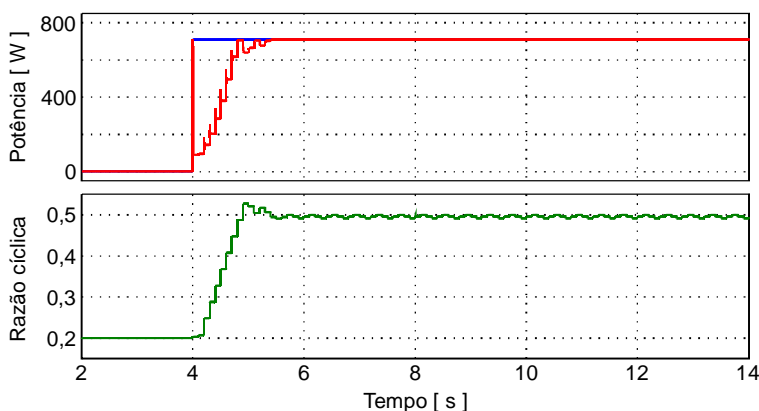


Figura 11.25 – Partindo do repouso com passo variável.

Nota-se que durante o transitório, até a potência extraída atingir a máxima, o passo está com o valor máximo definido de 0,04 e quando o ponto de máxima potência é atingido, o passo muda para o valor mínimo de 0,004, conforme esperado.

As escalas dos eixos foram mantidas desta forma para facilitar a comparação da Figura 11.25 com a Figura 11.1 e Figura 11.2, onde esta curva reúne a vantagem de cada uma das duas curvas, possuindo rápida dinâmica nas perturbações e baixa oscilação de potência em torno do MPP. O tempo para a estabilização ficou em 1,3 s e a oscilação em 1,4 W.

## 11.2.2 Irradiância

### 11.2.2.1 Degrau

As mesmas amplitudes dos degraus de irradiância que foram aplicadas ao algoritmo com passo fixo serão efetuadas ao algoritmo com passo variável.

Comprovou-se que o sistema rastreia o ponto de máxima potência quando ocorrem diversos degraus de irradiância; o objetivo agora é atingir o ponto de máxima potência mais rapidamente.

#### 11.2.2.1.1 Degrau de $200 \text{ W/m}^2$

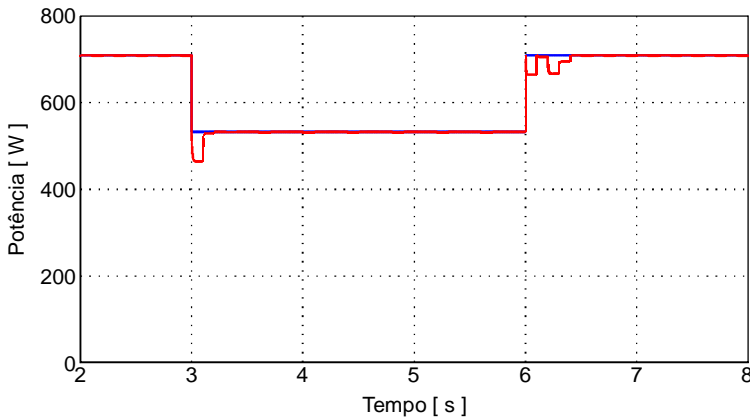


Figura 11.26 – Degrau de  $200 \text{ W/m}^2$ .

Comparando a Figura 11.26 com a Figura 11.11, percebe-se que o tempo de resposta diminuiu consideravelmente.



O desempenho da razão cíclica durante o teste está na Figura 11.27.

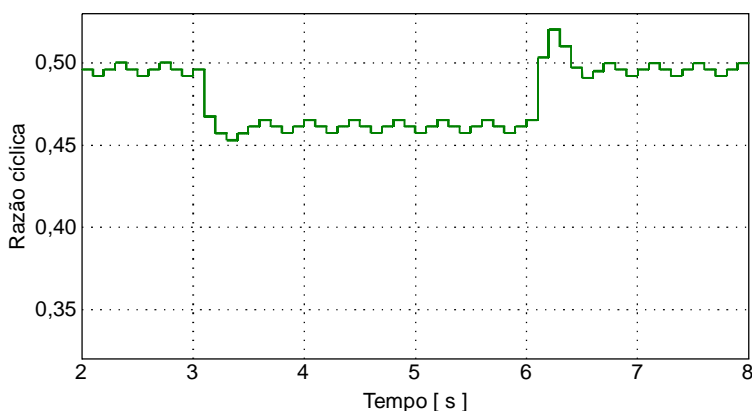


Figura 11.27 – Razão cíclica para degrau de  $200 \text{ W/m}^2$ .

Este gráfico mostra que o tamanho do passo apenas muda de valor durante os tempos que ocorreram os degraus de irradiação.

#### 11.2.2.1.2 Degrão de $400 \text{ W/m}^2$

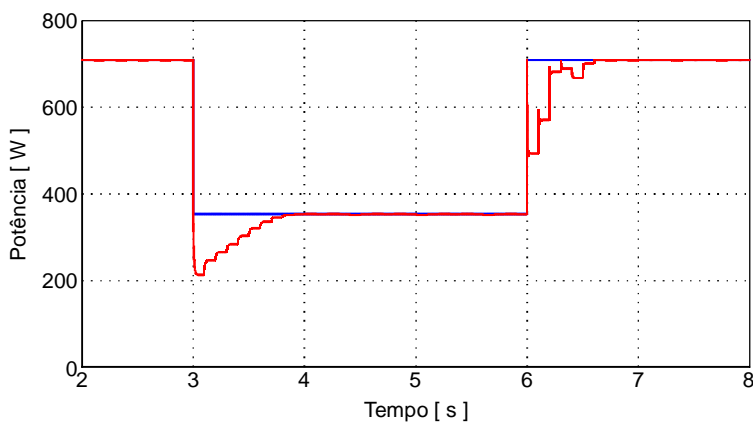


Figura 11.28 – Degrão de  $400 \text{ W/m}^2$ .

Comparando a Figura 11.28 com a Figura 11.12, nota-se que o tempo de rastreamento é menor.

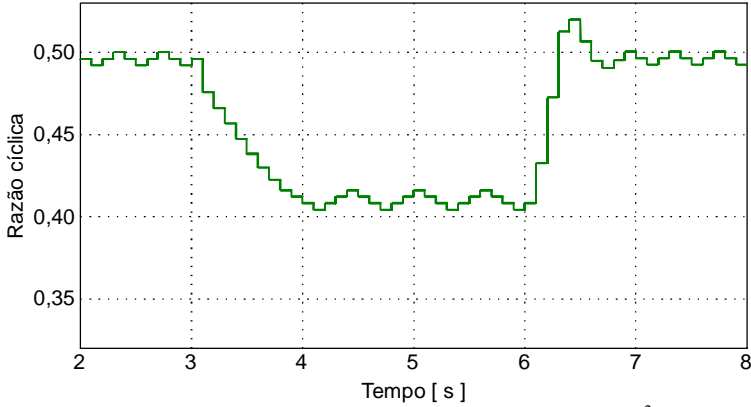


Figura 11.29 – Razão cíclica para degrau de 400 W/m<sup>2</sup>.

#### 11.2.2.1.3 Degrão de 600 W/m<sup>2</sup>

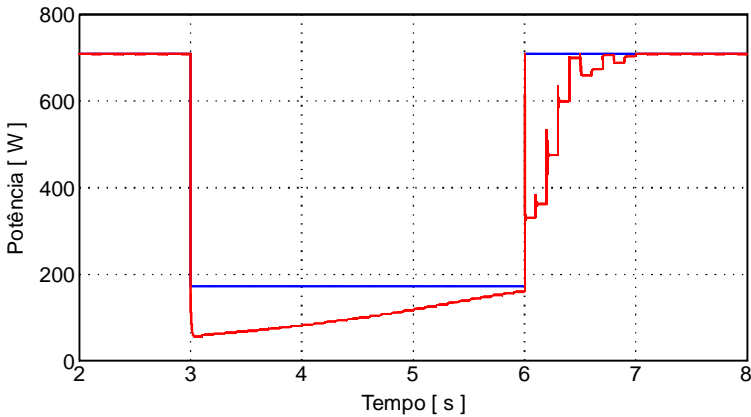


Figura 11.30 – Degrão de 600 W/m<sup>2</sup>.

A Figura 11.30 mostra que após o elevado degrau de irradiância de 600 W/m<sup>2</sup> o sistema demora a convergir para o novo MPP. Tanto que, não chegou a estabilizar no MPP antes do segundo degrau, aliás, a resposta foi quase igual a do sistema com passo fixo.

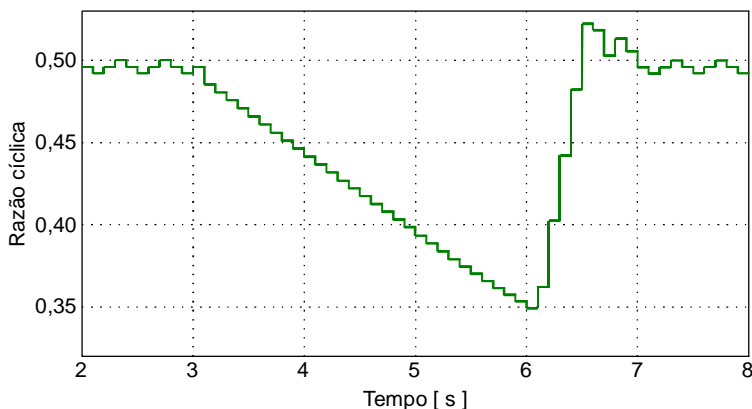


Figura 11.31 – Razão cíclica para degrau de  $600 \text{ W/m}^2$ .

Um novo teste é realizado da mesma forma que foi feito para o sistema operando com passo fixo, agora o tempo entre os degraus passou de 3 para 6 segundos.

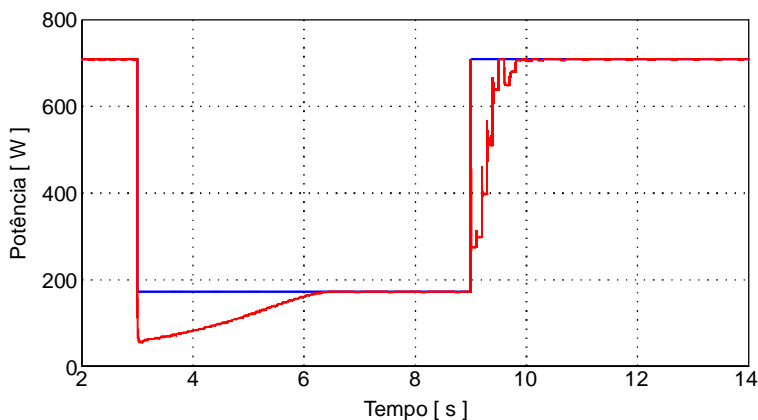


Figura 11.32 – Degráu de  $600 \text{ W/m}^2$  com maior tempo.

Comparando a Figura 11.32 com a Figura 11.14 o tempo de resposta ao primeiro degrau passou de 4,22 para 3,51 segundos, caracterizando uma pequena melhora. Enquanto que, o tempo para o segundo degrau passou de 4,12 para 0,8 segundos, representando uma grande melhora, cinco vezes menor.

Lembrando que a potência demora 0,5 s para atingir a máxima, mas devido à característica do método, ela diminui um pouco e

posteriormente se estabiliza no ponto de máxima potência, levando 0,8 s para todo o trajeto.

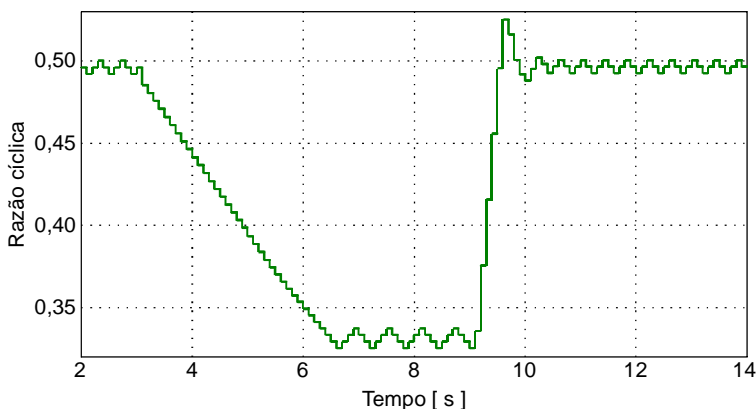


Figura 11.33 – Razão cíclica para degrau de  $600 \text{ W/m}^2$  com maior tempo.

Nota-se que os tamanhos dos passos da razão cíclica são bem diferentes entre os transitórios provenientes do primeiro e do segundo degrau.

As dimensões dos passos, provenientes do primeiro degrau, são apenas um pouco maior que a do passo mínimo. Enquanto que as dimensões dos passos, provenientes do segundo degrau, são travadas no valor do passo máximo.

A distância entre os pontos de máxima potência do primeiro e do segundo degraus é a mesma, em razão de, ora ser retirada e ora ser adicionada a mesma quantidade de irradiância. Apesar disso, os tamanhos dos passos não são os mesmos.

A Figura 11.34 retrata bem porque existe a diferença de tamanho dos passos, uma vez que, se os passos também fossem grandes após o primeiro degrau o sistema iria convergir bem mais rápido.

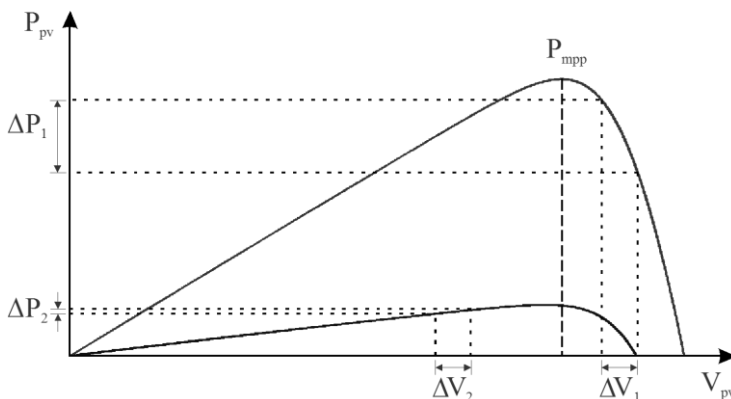


Figura 11.34 – Inclinação das retas.

Quando se mantém a temperatura em  $47^\circ\text{C}$  e se diminui a irradiância de  $800\text{ W/m}^2$  para  $200\text{ W/m}^2$  a curva  $I \times V$  de operação diminui de inclinação.

Quando ocorre a diminuição de irradiância o sistema rastreia o MPP na curva  $I \times V$  pelo lado esquerdo de  $P_{mpp}$ , e quando ocorre o aumento de irradiância o sistema rastreia pelo lado direito do  $P_{mpp}$ . E como neste caso o passo variável é retirado da relação  $\Delta P / \Delta V$ , o lado direito possui inclinação muito maior que o lado esquerdo, de modo que, a relação  $\Delta P_1 / \Delta V_1$  é maior que a relação  $\Delta P_2 / \Delta V_2$ .



## 12 RESULTADOS EXPERIMENTAIS ZETA

Os resultados experimentais foram obtidos com a ajuda de uma fonte CC programável [29], desenvolvida especialmente para emular módulos fotovoltaicos (FV). Seguem na Tabela X as principais características da fonte.

Tabela X – Dados da fonte.

Parâmetros	Valores
Modelo	XR600-9.9
Potência máxima	6000 W
Tensão máxima	600 V
Corrente máxima	9,9 A

A fonte opera através do *software Photovoltaic Power Profile Emulation* – PPPE [30]. O *software* possui basicamente duas interfaces de operação, uma de programação Figura 12.1 e uma de visualização Figura 12.2.

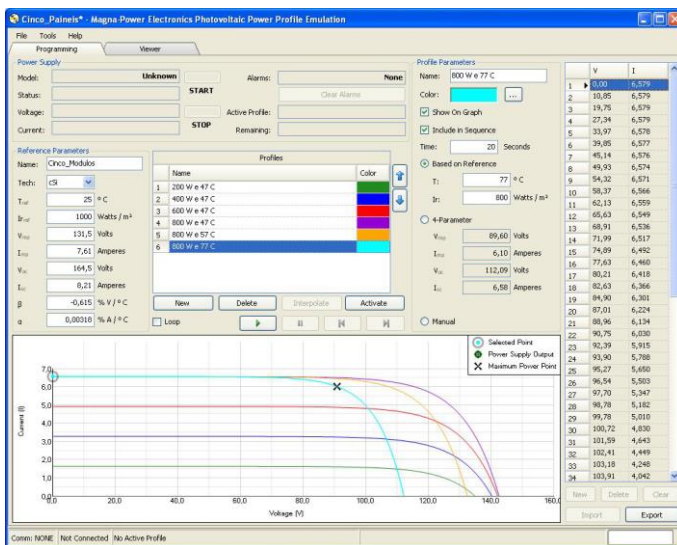


Figura 12.1 – Interface de programação.

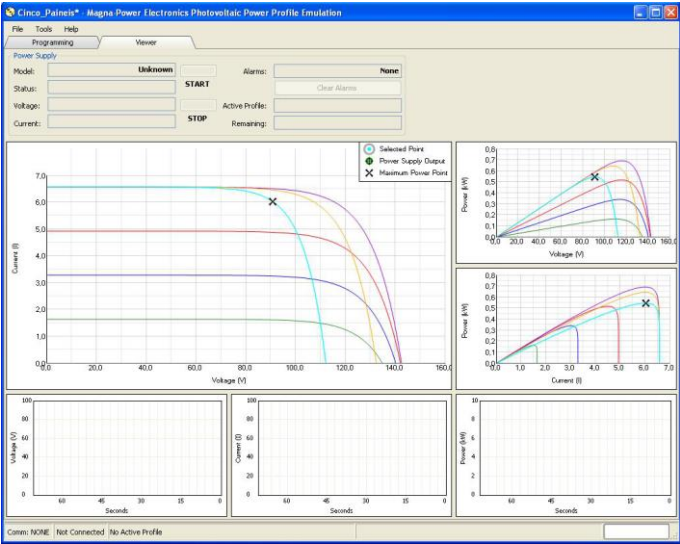


Figura 12.2 – Interface de visualização.

A fonte possui duas limitações:

- A tensão de circuito aberto  $V_{oc}$  do sistema fotovoltaico tem que ser pelo menos 10 % do valor da tensão máxima que a fonte fornece.
- E a corrente de curto-circuito  $I_{sc}$  tem que ser pelo menos 10 % do valor da corrente máxima.

Os dados do módulo FV no STC estão na Tabela XI; eles devem ser inseridos no *software* PPPE como dados de referência.

Tabela XI – Dados para as condições do STC.

Parâmetros	Valores
Potência máxima – $P_{max}$	200 W
Tensão de máxima potência – $V_{mpp}$	26,3 V
Corrente de máxima potência – $I_{mpp}$	7,61 A
Tensão de circuito aberto – $V_{oc}$	32,9 V
Corrente de curto-circuito – $I_{sc}$	8,21 A
Coefficiente de temperatura do $V_{oc}$	-0,123 V/°C
Coefficiente de temperatura do $I_{sc}$	0,00318 A/°C



Devido às limitações da fonte não é possível simular apenas um módulo FV, porque a tensão de circuito aberto de um módulo FV é de 32,9 V, menor do que os 60 V exigidos, que são os 10% da tensão máxima. Também não foi possível simular mais de um módulo FV em paralelo porque a corrente de curto-circuito de dois módulos associados em paralelo é de 16,42 A, maior do que o valor da corrente de 9,9 A fornecida pela fonte.

Os gráficos da potência rastreada são obtidos pelo produto da tensão de entrada pela corrente de entrada diretamente no osciloscópio [31]. E através de uma tabela de pontos, o gráfico é construído no *software* Matlab, sem qualquer aplicação de filtro.

A configuração do osciloscópio que melhor retrata a potência rastreada é regulada para a quantidade de 1000 pontos na tela com o tempo de 4 s por divisão.

Devido ao sistema apresentar oscilações elevadas em alguns pontos, a divisão da tela em 4 s deixa estas oscilações elevadas muito próximas dificultando a visualização da dinâmica dos testes.

Desta forma, outro gráfico também é apresentado para a maioria dos testes, sendo obtido através da tabela de pontos extraída diretamente do *software* do emulador FV. A máxima taxa de amostragem do *software* é de 1 ponto por segundo. A vantagem de utilizar este gráfico é que além dos pontos reais amostrados, o *software* disponibiliza a curva que representa a máxima potência disponível.

Em comparação com os resultados teóricos, o tempo entre um degrau e outro foi aumentado devido à demora do *software* para ativar uma nova condição de irradiância ou de temperatura no simulador.

## 12.1 ALGORITMO COM PASSO FIXO

### 12.1.1 Degrau de carga

O sistema está operando na região de máxima potência sobre as condições de 800 W/m<sup>2</sup> de irradiância e 47 °C de temperatura, com a carga  $R_o$  de aproximadamente 94,4  $\Omega$ , quando no instante de 7 s ocorre um degrau de 100% de carga, alterando o valor de  $R_o$  para 47,2  $\Omega$ . E em seguida, no instante de 14 s, o sistema volta a operar com a carga nominal de 94,4  $\Omega$ .

A potência na saída do módulo FV está exibida na Figura 12.3

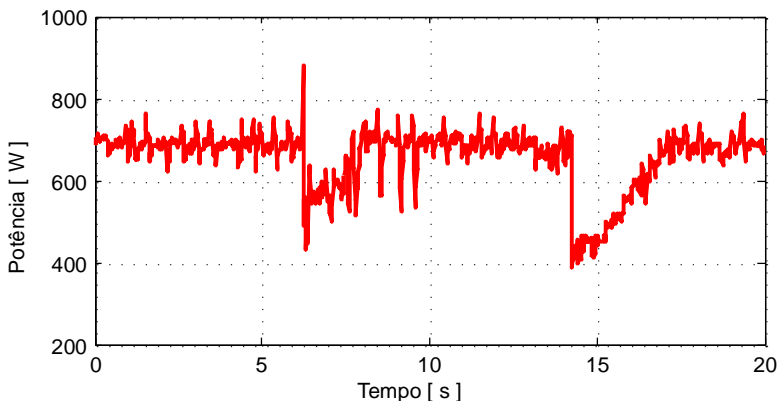


Figura 12.3 – Potência na saída do módulo FV.

Para as condições propostas acima a máxima potência disponível pelo módulo FV está em torno de 710 W, que é exatamente a potência a qual o sistema está oscilando ao redor.

A tensão e a corrente na saída do módulo FV estão expostas na Figura 12.4.

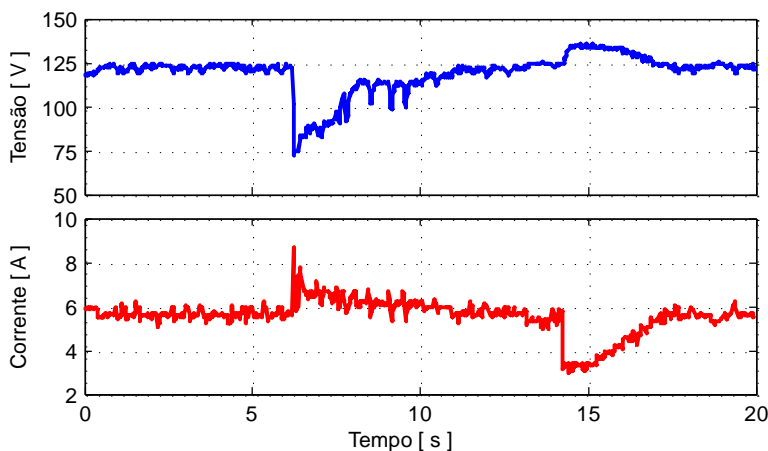


Figura 12.4 – Tensão e corrente na saída do módulo FV.

Imediatamente após os dois degraus de carga, percebe-se que os valores da tensão e da corrente sofrem alterações, mas estes voltam aos valores originais fazendo o sistema operar nas condições de MPP.

A potência na carga resistiva  $R_o$ , Figura 12.5, é praticamente um espelho da potência na saída do módulo FV, apenas sendo de valor menor devido às perdas do conversor.

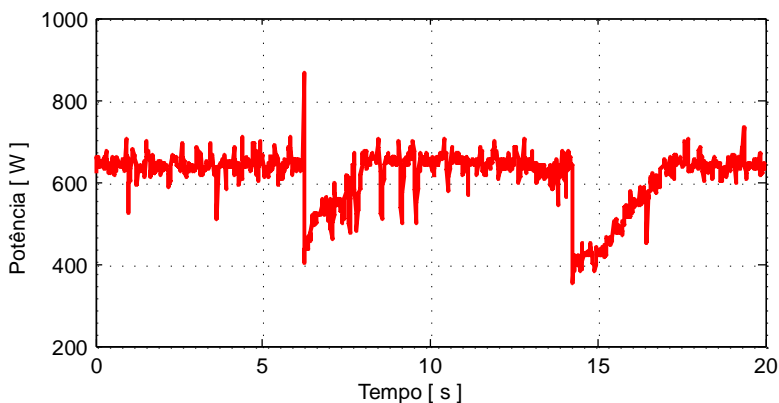


Figura 12.5 – Potência na carga  $R_o$ .

Os valores da tensão e da corrente na carga  $R_o$ , Figura 12.6, estão submetidos à relação de espiras do transformador 2,28 aumentando a tensão e diminuindo a corrente em reação aos valores da entrada.

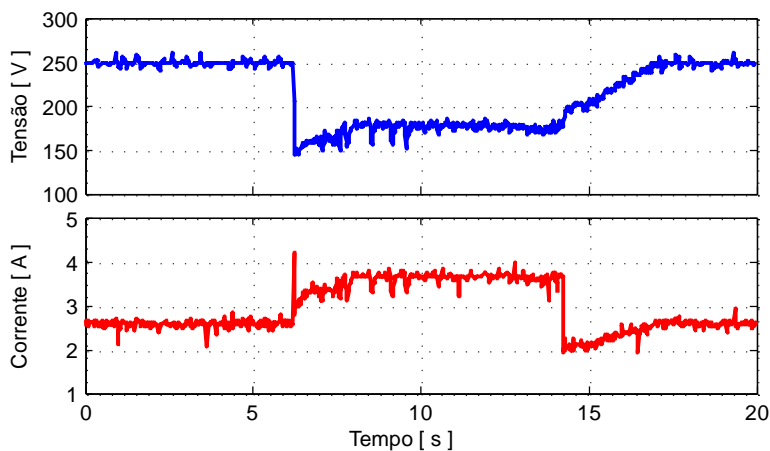


Figura 12.6 – Tensão e corrente na carga  $R_o$ .

Após os degraus de carga, os valores de tensão e corrente sofrem alteração e se situam em valores diferentes, porém, a potência permanece constante.

### 12.1.2 Irradiância

Nesta etapa, a técnica de MPPT da impedância característica será analisada durante três degraus de diferentes níveis de irradiância. E também sobre uma sequência de degraus de mesma intensidade.

Primeiramente o sistema estará submetido às condições do NOCT ( $800 \text{ W/m}^2$  e  $47^\circ\text{C}$ ) produzindo uma potência de  $710 \text{ W}$ , acontecerá um degrau de irradiância produzindo um novo ponto de máxima potência, logo após o sistema convergir para este ponto, um novo degrau de irradiância será dado, fazendo o sistema voltar às condições iniciais do teste.

Durante os testes de irradiância a temperatura será mantida constante em  $47^\circ\text{C}$ .

#### 12.1.2.1 Degrau de $200 \text{ W/m}^2$

A Figura 12.7 exibe a potência medida na entrada do conversor Zeta através do osciloscópio, durante um degrau de irradiância de  $200 \text{ W/m}^2$ .

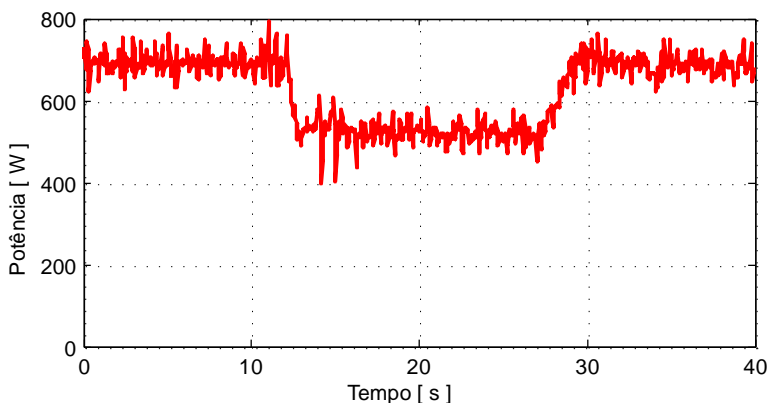


Figura 12.7 – Potência durante degrau de irradiância de  $200 \text{ W/m}^2$ .

A Figura 12.8 mostra a mesma potência, porém, medida através do *software* PPPE justamente com a potência máxima disponível para cada condição de teste.

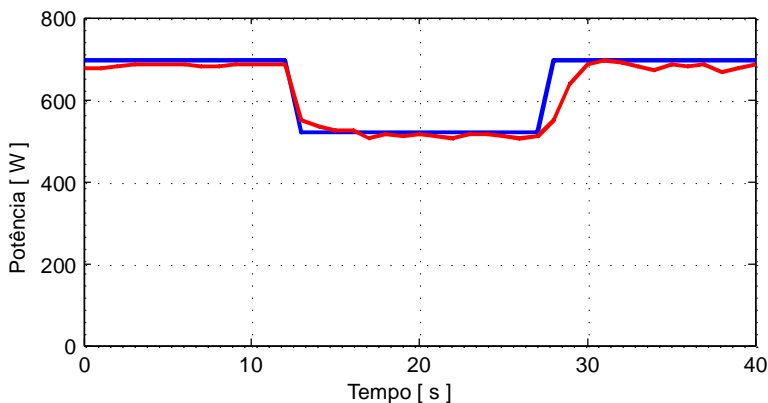


Figura 12.8 – Potências máxima e rastreada durante degrau de irradiância de  $200 \text{ W/m}^2$ .

Percebe-se na Figura 12.8 que a potência rastreada tende a ficar em cima da potência máxima disponível, para um degrau de irradiância de pequena intensidade.

Devido ao pequeno tamanho do degrau, o período para estabilização no novo MPP após o primeiro degrau é quase instantâneo.

#### 12.1.2.2 Degrâu de $400 \text{ W/m}^2$

Submetendo o sistema a um degrau de irradiância de  $400 \text{ W/m}^2$ .

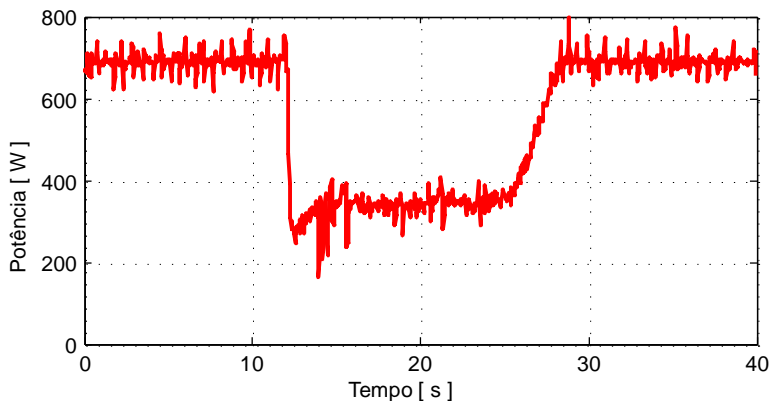


Figura 12.9 – Potência durante degrau de irradiância de  $400 \text{ W/m}^2$ .

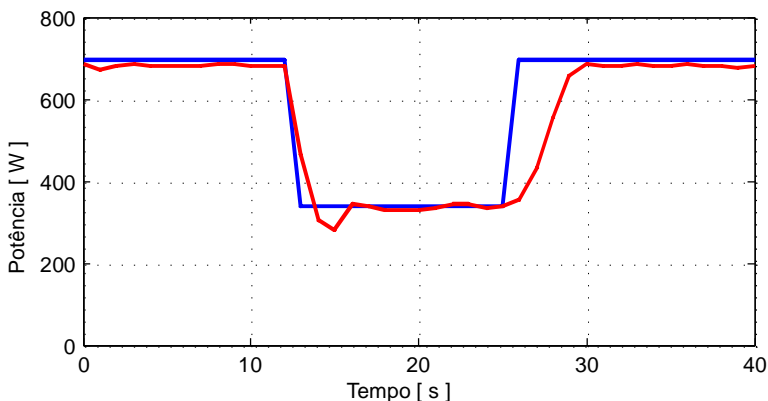


Figura 12.10 – Potências máxima e rastreada durante degrau de irradiância de  $400 \text{ W/m}^2$ .

Aplicando um degrau de média amplitude, o algoritmo não encontra dificuldades em seguir o ponto de máxima potência, permanecendo nele até um novo degrau.

### 12.1.2.3 Degrão de $600 \text{ W/m}^2$

Da mesma forma que foi realizada para a simulação, o tempo entre os degraus teve que ser aumentando, visto que, o tempo para atingir o MPPT após o degrau é maior. A resolução da tela do osciloscópio aumentou para  $10 \text{ s/div}$ .

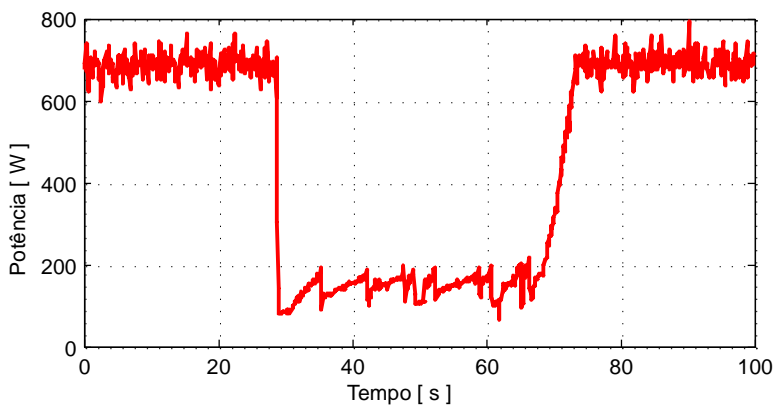


Figura 12.11 – Potência durante degrau de irradiação de  $600 \text{ W/m}^2$ .

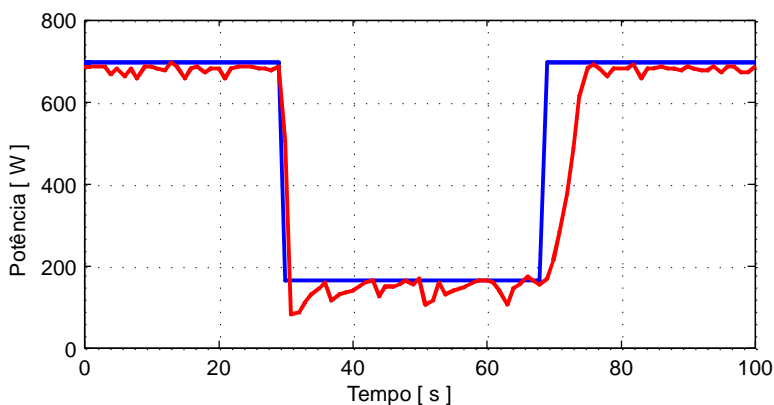


Figura 12.12 – Potências máxima e rastreada durante degrau de irradiação de  $600 \text{ W/m}^2$ .

#### 12.1.2.4 Influência da irradiação na tensão e na corrente do módulo FV

Os valores da tensão e da corrente no gráfico da Figura 12.13 são advindos do teste experimental onde ocorreu um degrau de  $600 \text{ W/m}^2$ .

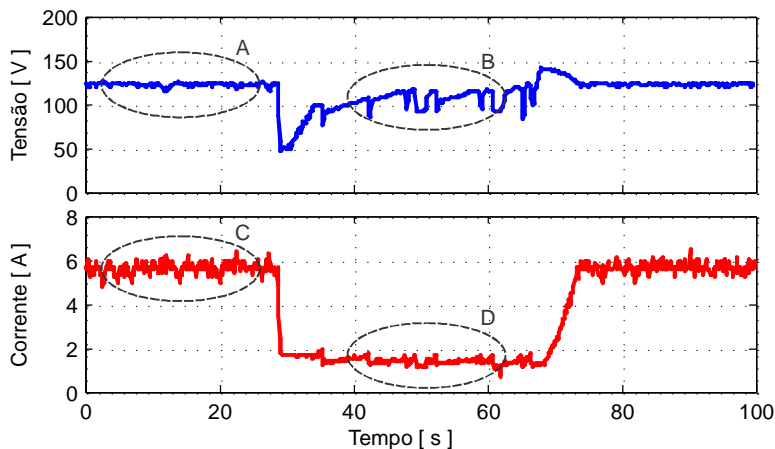


Figura 12.13 – Tensão e Corrente na saída do módulo FV.

Nota-se que o valor da tensão na região *B* é praticamente o mesmo valor da tensão na região *A*, ficando levemente abaixo. Enquanto que o valor da corrente na região *D* é muito menor do que o valor da corrente na região *C*.

Logo, comprova-se que a irradiância influencia muito mais a corrente do que a tensão.

Outro fato interessante que pode ser observado na região *B* é que o valor da oscilação da tensão em torno da tensão de MPP é bem maior do que o da região *A*, isto é devido à dificuldade do algoritmo em rastrear o ponto de máxima potência quando a irradiância é baixa.

#### 12.1.2.5 Degraus crescentes de irradiância

Depois de o algoritmo ser colocado a prova em diferentes níveis de degraus será realizada uma sequência de degraus com valor de  $200 \text{ W/m}^2$  a cada 20 s, partindo de  $200 \text{ W/m}^2$  e chegando a  $800 \text{ W/m}^2$  com o valor da temperatura fixo em  $47^\circ\text{C}$  e todos os outros parâmetros mantidos constantes.

A Figura 12.14 mostra a potência processada pelo conversor ser aumentada a cada degrau de irradiância.



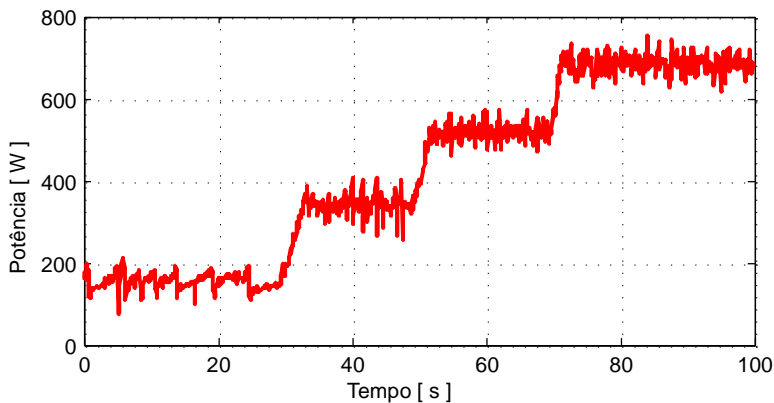


Figura 12.14 – Sequência de degraus positivos de irradiância.

A Figura 12.15 demonstra o sistema convergindo para a região de máxima potência.

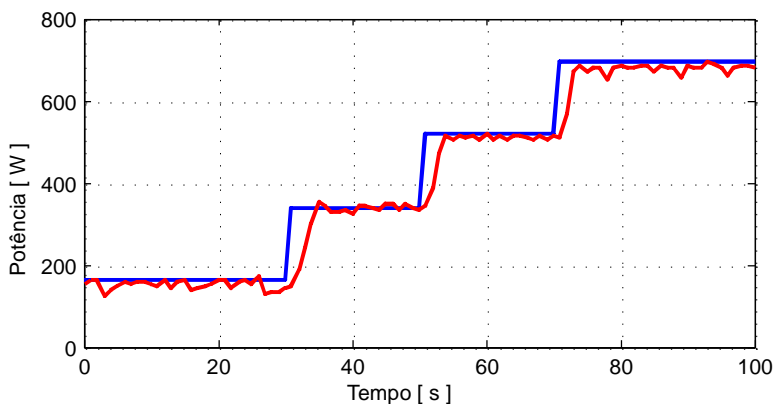


Figura 12.15 – Sequência de degraus positivos de irradiância.

Nota-se que a cada degrau de irradiância positivo a potência rastreada converge rapidamente para a máxima potência disponível, comprovando a dinâmica de rastreamento do método.

#### 12.1.2.6 Degráus decrescentes de irradiância

Da mesma forma que foi analisado o incremento de irradiância será feito exatamente o processo inverso, decrementando  $200 \text{ W/m}^2$  a cada 20 s.

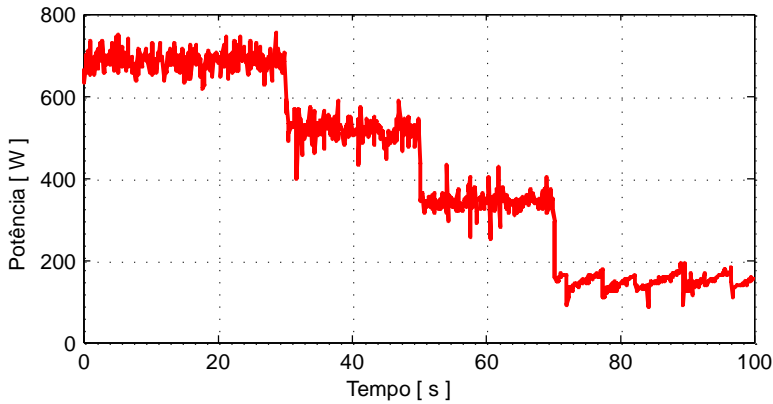


Figura 12.16 – Sequência de degraus negativos de irradiância.

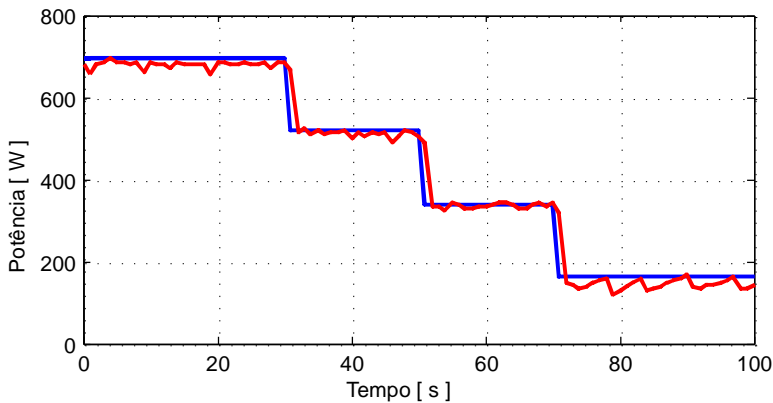


Figura 12.17 – Sequência de degraus negativos de irradiância.

Percebe-se novamente que para baixa irradiância a oscilação da potência aumenta ao redor do MPP, devido a dificuldade de rastreamento desta região.

Portanto, após a realização de diversos testes teóricos e práticos de mudança de irradiância, comprova-se que a dinâmica do método MPPT da impedância característica converge o ponto de operação para a região de máxima potência do módulo FV.

### 12.1.3 Temperatura

Não existem degraus tão abruptos de temperatura na natureza como os que serão realizados nos testes, porém, estes servem para comprovar que a dinâmica de rastreamento não sofre influência devido à mudanças de temperatura.

#### 12.1.3.1 Degrau de 10 °C

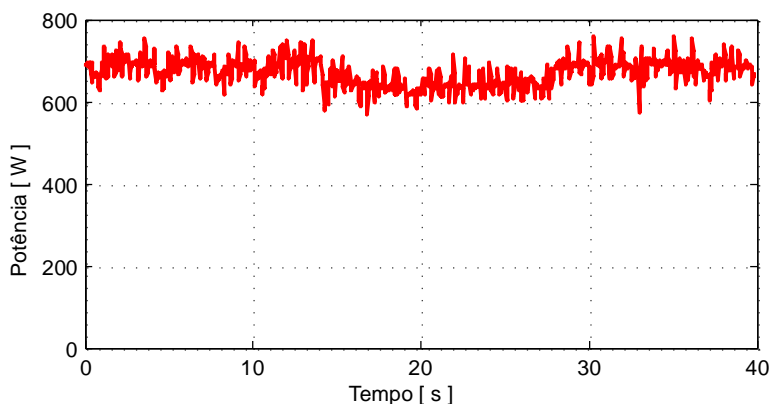


Figura 12.18 – Potência durante um degrau de temperatura de 10 °C.

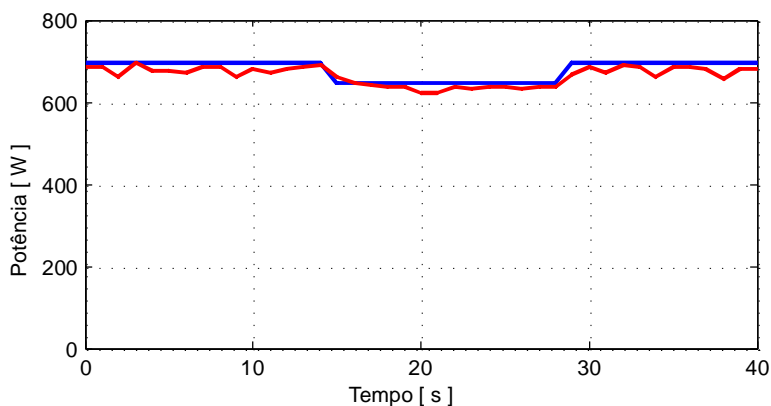


Figura 12.19 – Potência durante um degrau de temperatura de 10 °C .

No gráfico extraído dos pontos provenientes do osciloscópio Figura 12.18, é difícil visualizar instantaneamente que ocorreu uma mudança de potência no período apresentado.

Já no gráfico extraído dos pontos advindos do emulador fotovoltaico, Figura 12.19, torna-se mais clara a variação de potência.

O objetivo deste ensaio é destacar que mesmo para uma variação elevada de 10 °C de temperatura, a mudança na potência fornecida pelo módulo FV diminui pouco. Então, a temperatura não afeta tanto a potência como a irradiância.

#### 12.1.3.2 Degrau de 30 °C

A fim de perceber com mais clareza a influência da temperatura na potência, será aplicado um degrau de temperatura ainda maior que o anterior, com o valor de 30 °C.

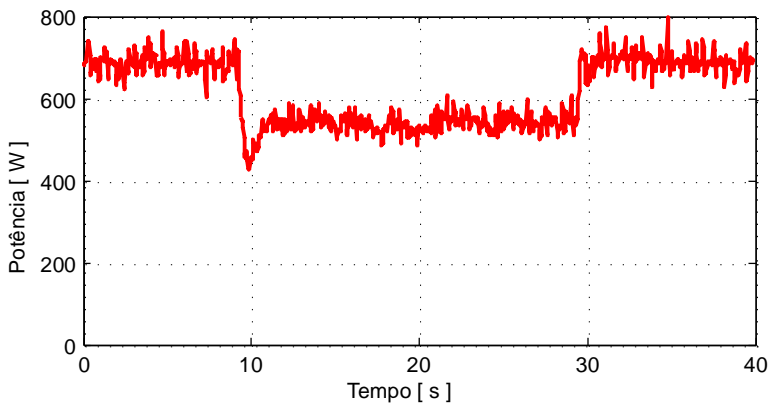


Figura 12.20 – Potência durante um degrau de temperatura de 30 °C.

Através da Figura 12.20, proveniente do osciloscópio, verifica-se facilmente que o aumento da temperatura fez com que a potência gerada pelo módulo FV fosse diminuída.

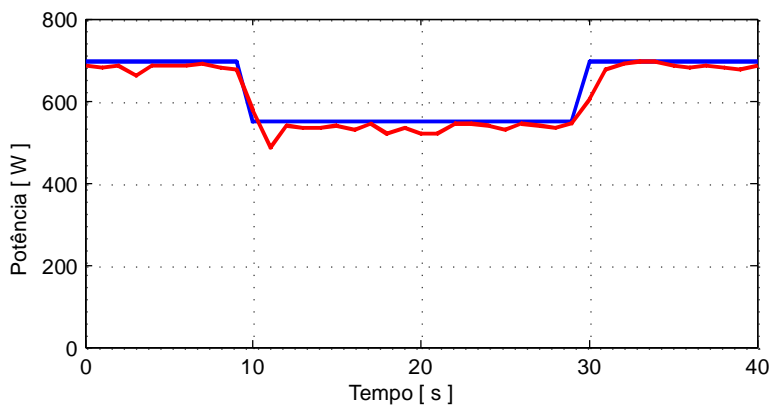


Figura 12.21 – Potência durante degrau de temperatura de 30 °C.

E observando a Figura 12.21 se percebe que a potência processada pelo conversor acompanha a potência máxima disponível pelo módulo FV, comprovando a eficácia do método para variações de temperatura.

### 12.1.3.3 Influência da temperatura na tensão e na corrente do módulo FV

A influência da temperatura na tensão e na corrente do módulo FV será analisada para um degrau de temperatura de 30 °C.

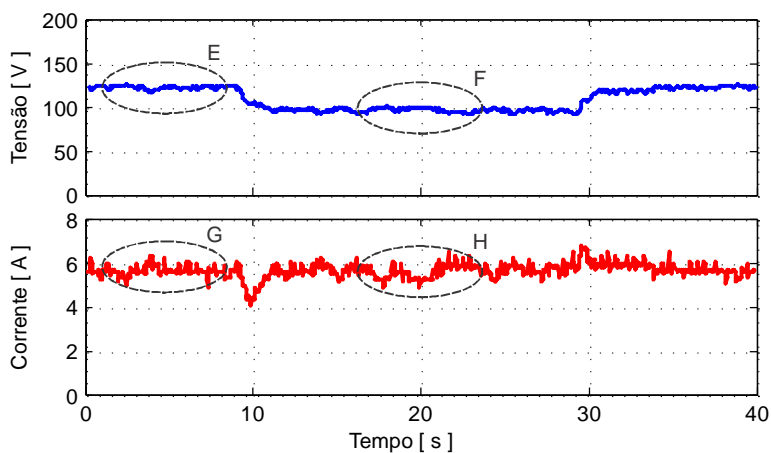


Figura 12.22 – Tensão e Corrente na saída do módulo FV.

Primeiramente o sistema está operando na região de máxima potência, onde os módulos FV estão submetidos a uma irradiância de  $800 \text{ W/m}^2$  e uma temperatura de  $47^\circ\text{C}$ , quando ocorre uma variação instantânea da temperatura, mudando para  $77^\circ\text{C}$  e todos os outros parâmetros são mantidos constantes.

Nota-se que o valor da tensão na região *F* está um pouco abaixo do valor da tensão na região *E*, comprovando que o aumento de temperatura diminui o valor da tensão do módulo FV e vice-versa, enquanto que o valor da corrente na região *H* é praticamente o mesmo valor da corrente na região *G*, porém, é levemente menor.

Desta maneira, comprova-se que a temperatura influencia muito mais a tensão do que a corrente.

## 12.2 ALGORITMO COM PASSO VARIÁVEL

Somente os testes com degraus de irradiância são realizados para o algoritmo com passo variável.

### 12.2.1 Irradiância

#### 12.2.1.1 Degrau de $200 \text{ W/m}^2$

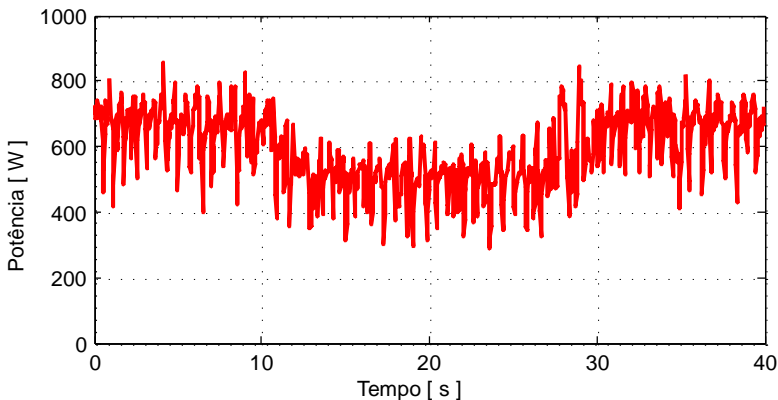


Figura 12.23 – Degrau de irradiância de  $200 \text{ W/m}^2$ .

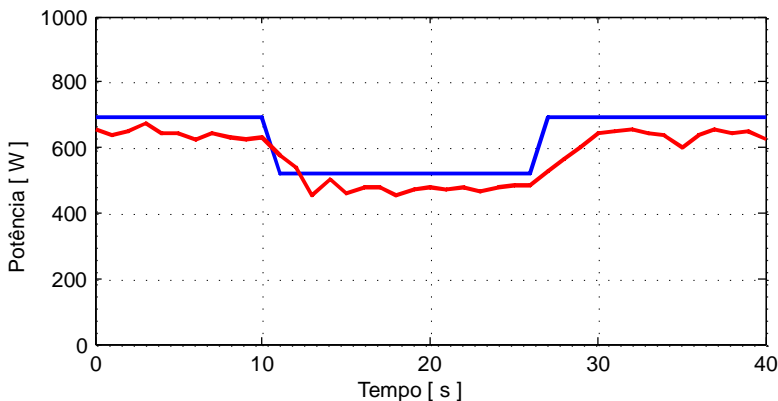


Figura 12.24 – Degrau de irradiância de 200 W/m<sup>2</sup>.

Nota-se na Figura 12.23 que a oscilação da potência em torno do MPP ficou mais expressiva.

Devido a grande oscilação, o entendimento da Figura 12.24 ficou comprometido, pois os pontos amostrados não estão sobre a curva de máxima potência.

No entanto, a dinâmica da técnica não ficou comprometida, porque o algoritmo tende à região de máxima potência, em razão da variação de irradiância.

#### 12.2.1.2 Degrau de 400 W/m<sup>2</sup>

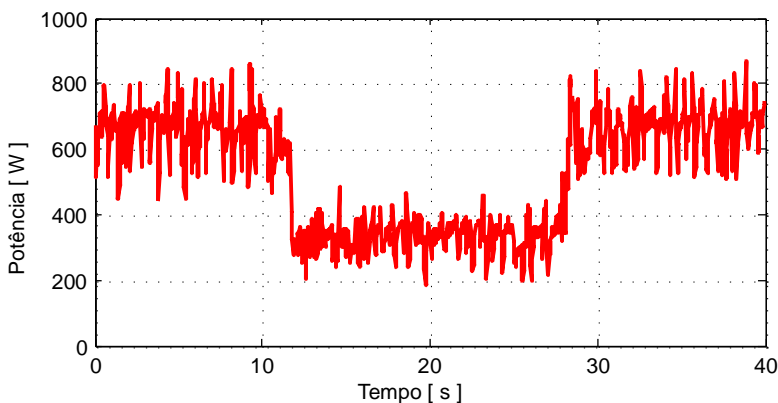


Figura 12.25 – Degrau de irradiância de 400 W/m<sup>2</sup>.

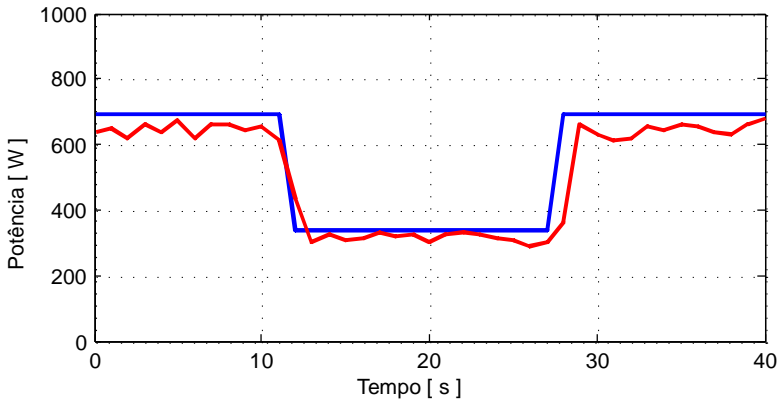


Figura 12.26 – Degrau de irradiância de  $400 \text{ W/m}^2$ .

Na Figura 12.25 também é observado uma elevada oscilação de potência. Contudo, após o degrau de irradiância de  $400 \text{ W/m}^2$  a oscilação teve uma diminuição, que pode ser observada através da maior quantidade de vezes que a curva oscilante sobrepõe o segmento de reta no intervalo entre 10 e 30 segundos da Figura 12.26.

### 12.2.1.3 Degrau de $600 \text{ W/m}^2$

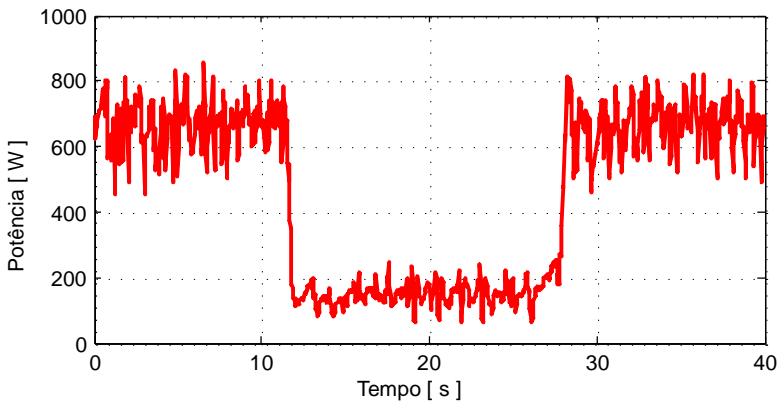


Figura 12.27 – Degrau de irradiância de  $600 \text{ W/m}^2$ .



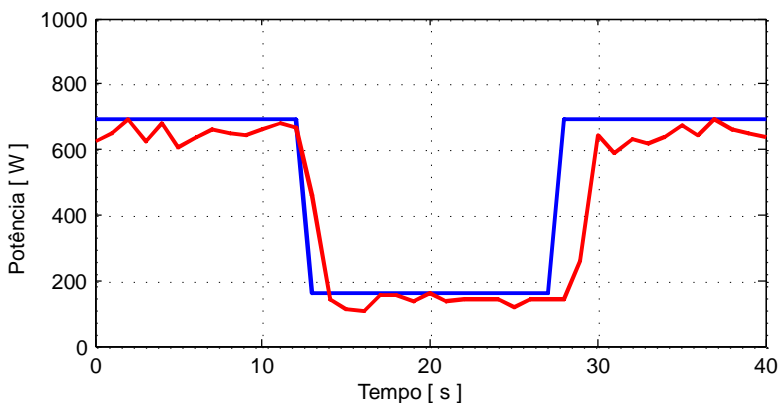


Figura 12.28 – Degrau de irradiância de  $600 \text{ W/m}^2$ .

Em comparação com a Figura 12.11 o tempo de resposta ao degrau de irradiância de  $600 \text{ W/m}^2$  foi mais rápido, demonstrando a vantagem do passo variável.

Entretanto, o passo variável apresentou mais oscilação em torno do MPP do que o sistema operando com o passo fixo.

### 12.3 CURVA $I \times V$

Com o osciloscópio utilizado, a melhor maneira de obter os resultados sem mascarar pontos do teste foi configurando o osciloscópio para amostrar a média a cada 8 pontos, e o número de pontos ficou em 10k, conforme pode ser visto na própria imagem da tela, Figura 12.29.

O ponto de máxima potência para um módulo FV operando no STC é de 26,3 V e 7,61 A e para cinco módulos conectados em série será de 131,5 V e 7,61 A.

Deixando os cinco módulos FV submetidos às condições do STC e programando o conversor para variar a razão de 0,05 até 0,95, obtém-se a Figura 12.29, que representa a área de operação do conversor. A superfície desta curva é similar à curva gerada pelo *software* para as mesmas condições. Sabe-se que a região de máxima potência se situa no joelho da curva.

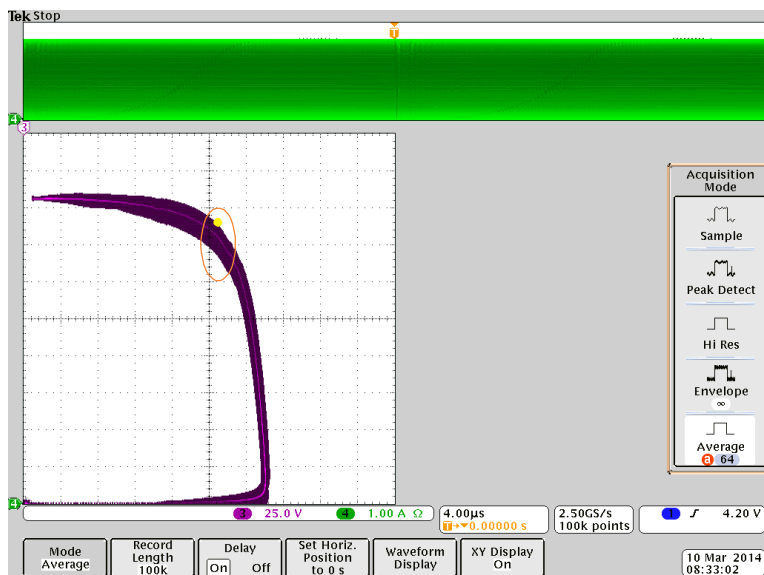


Figura 12.29 – Curva I x V do módulo FV rastreada pelo conversor.

Verifica-se que o conversor ZETA é capaz de operar em toda a curva I – V.

A fim de obter uma melhor imagem e não mascarar o resultado escolheu-se o modo de aquisição como sendo uma média a cada dois pontos, e o número de pontos de 100 mil.

Existem duas regiões na Figura 12.30 uma roxa e uma rosa, a região mais interna de cor rosa representa os pontos de operação mais frequentes.

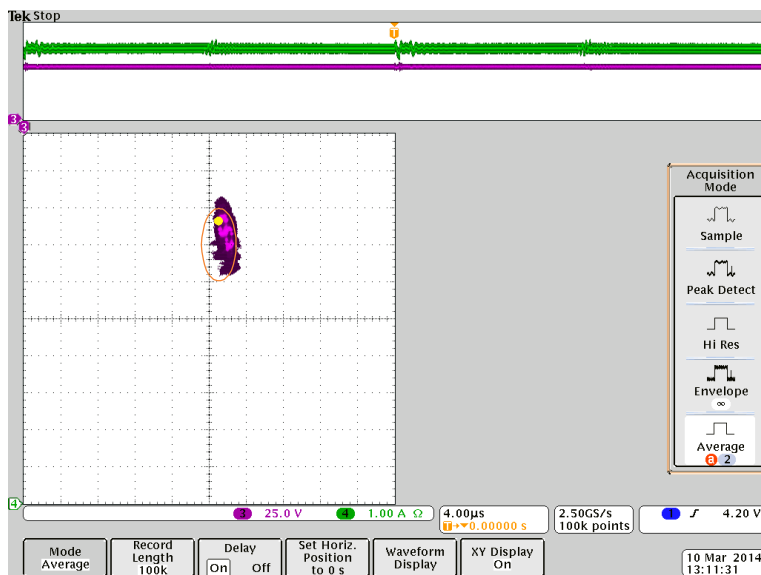


Figura 12.30 – Região de operação.

O ponto de máxima potência é representado pelo ponto amarelo, o ponto de máxima potência e a região de operação estão representados no mesmo lugar na Figura 12.29 e na Figura 12.30 para comparação.

Percebe-se nos testes que o ponto central de operação tende a se situar ao lado esquerdo do ponto de máxima potência, portanto, a tensão é um pouco maior e a corrente um pouco menor.



## 13 CONCLUSÃO

O objetivo desta dissertação foi apresentar o estudo de uma nova técnica de rastreamento do ponto de máxima potência, denominada técnica da Impedância Característica, utilizada em sistemas fotovoltaicos.

Inicialmente, estudou-se o comportamento da curva característica do módulo FV, de onde se obteve um modelo elétrico, que juntamente com o modelo genérico de um conversor CC-CC, operando em modo de condução contínua, chegou-se a equação geral de rastreamento da técnica da Impedância Característica.

A grande vantagem desta técnica é a de utilizar apenas um sensor, neste caso, o sensor de tensão, que é simples e de baixo custo, evitando, desta forma, o emprego do sensor de corrente, que é utilizado pela maioria das principais técnicas de MPPT, sendo caro e de difícil construção. Com a eliminação de um sensor do sistema, ou seja, um componente a menos, o mesmo aumenta sua robustez e confiabilidade.

Conforme foi apresentado no texto, a técnica da Impedância Característica já foi aplicada ao conversor SEPIC em outro momento. Portanto, devido ao conversor Zeta ser o dual do conversor SEPIC, este naturalmente foi escolhido para ser construído sob praticamente as mesmas especificações, a fim de ratificar o funcionamento da técnica.

Vários testes teóricos foram desenvolvidos para avaliar o desempenho da técnica da Impedância Característica. Foram realizados testes ao degrau de carga, testes referentes às mais diversas amplitudes de degraus de irradiância e algumas situações incomuns de degraus de temperatura, também foram realizadas, com o objetivo de verificar a dinâmica do método para a variável temperatura.

E para comprovar os resultados teóricos, a maioria dos mesmos foi realizada na prática com o auxílio de uma fonte CC programável, para simular o comportamento do módulo FV.

Nos testes realizados, comprovou-se que não importa qual é o nível de irradiância, de temperatura ou de carga, o sistema sempre convergiu para o ponto de máxima potência.

Os resultados teóricos mostraram que o método possui bom desempenho, apresentando rápida resposta aos diferentes tipos de degrau e baixa oscilação em torno do MPP.

Nos testes experimentais, observou-se a dificuldade de rastrear baixos níveis de irradiância solar.

A princípio a técnica da Impedância Característica tem a desvantagem de sempre oscilar em torno do ponto de máxima potência.

A análise da técnica de MPPT da Impedância Característica utilizando passo fixo pode ser considerada como a técnica original, onde ela independe do valor de  $R_o$ . Enquanto que, a abordagem da técnica da Impedância Característica utilizando passo variável pode ser classificada como uma técnica da Impedância Característica Modificada, onde o valor de  $R_o$  influencia na rapidez do MPPT.

Por fim, este trabalho não tem a pretensão de esgotar o assunto, apenas é a primeira análise detalhada generalizada desta nova técnica, e devido às diversas maneiras que esta pode ser aplicada, alguns trabalhos propostos são sugeridos.

## 14 TRABALHOS FUTUROS

Através dos trabalhos futuros, apresentam-se algumas propostas que levam como base todo o desenvolvimento deste estudo da técnica de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) da Impedância Característica.

### 14.1 UTILIZANDO A FÓRMULA POTÊNCIA E IMPEDÂNCIA

A técnica de MPPT da Impedância Característica também pode ser utilizada através da Equação (14.1).

$$\frac{\Delta P}{\Delta Z_{in}} = \frac{2 \cdot V_k}{Z_{in_k}} \cdot \frac{\Delta V}{\Delta Z_{in}} - \frac{V_k^2}{Z_{in_k}^2} \quad (14.1)$$

Esta equação poderá corrigir um problema que ocorre durante o rastreamento do MPP devido ao sombreamento de parte do módulo FV, *mismatch*, [32] e [33].

### 14.2 APLICAR O DUAL DA TÉCNICA

Caso exista a necessidade de se utilizar apenas um sensor de corrente em alguma aplicação, o dual desta técnica pode ser realizado.

### 14.3 CARGA COMO FONTE DE TENSÃO

Substituir a carga por uma fonte de tensão, simulando um barramento de tensão na entrada de um inversor.

### 14.4 MÉTODO MPPT SENSORLESS

O método de MPPT *sensorless* é caracterizado por não possuir sensor no estágio CC-CC, responsável pelo rastreamento do MPP. Porém, pode-se utilizar o sensor de tensão da entrada do estágio CC-CA e refletir este valor para saber qual é a tensão no módulo FV.

## 14.5 MODELAGEM DO MÓDULO FV

Através da análise desenvolvida das regiões de operação do módulo FV, pode-se elaborar um novo modelo elétrico a partir dos dados fornecidos pelos fabricantes.

## 14.6 ESTABILIZAR NO MPP

Instiga-se o estudo para que a técnica da Impedância Característica não tenha mais oscilação após atingir o MPP.



## 15 REFERÊNCIAS

- [1] RÜTHER, Ricardo. Edifícios Solares Fotovoltaicos: O Potencial da Geração Solar Fotovoltaica Integrada a Edificações Urbanas e Interligada à Rede Elétrica Pública no Brasil. Florianópolis: UFSC, 2004. 114 p.
- [2] ANEEL. Resolução Normativa Número 482. 2012. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/cedoc/bren2012482.pdf>>. Acesso em: 05 abr. 2014.
- [3] ANEEL. Despacho Número 720. 2014. Disponível em: <[http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/Retificação\\_1\\_da\\_Revisão\\_3.pdf](http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/Retificação_1_da_Revisão_3.pdf)>. Acesso em: 05 abr. 2014.
- [4] NREL. Best Research-Cell Efficiencies. Disponível em: <[http://www.nrel.gov/ncpv/images/efficiency\\_chart.jpg](http://www.nrel.gov/ncpv/images/efficiency_chart.jpg)>. Acesso em: 05 abr. 2014.
- [5] ZANOTTI, Jefferson William; SANTOS, Walbermark Marques dos; MARTINS, Denizar Cruz. A New MPPT Technique for PV Systems Using Input Characteristic Impedance of Static Converters. In: EUROPEAN PV SOLAR ENERGY CONFERENCE AND EXHIBITION, 28., 2013, Paris. Proceedings... . Paris: Eu Pvsec, 2013. p. 3413 - 3418.
- [6] ZANOTTI, Jefferson William; SANTOS, Walbermark Marques dos; MARTINS, Denizar Cruz. The New MPPT Method for PV Systems Employing Input Characteristic Impedance. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 12., 2013, Gramado. Proceedings... . Gramado: Cobep, 2013. p. 556 - 562.
- [7] ZANOTTI, Jefferson William; SANTOS, Walbermark Marques dos; MARTINS, Denizar Cruz. Using the Input Characteristic Impedance of a Static Converters for MPPT PV Systems. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRIC POWER AND ENERGY CONVERSION SYSTEMS, 3., 2013, Istambul. Proceedings... . Istambul: Epecs, 2013. p. 484 - 489.

- [8] DE BRITO, M.A.G.; JUNIOR, L.G.; SAMPAIO, L.P.; E MELO, G.A.; CANESIN, C.A., "Main maximum power point tracking strategies intended for photovoltaics," Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian , vol., no., pp.524,530, 11-15 Sept. 2011.
- [9] BHATNAGAR, Pallavee; NEMA, R.k.. Maximum power point tracking control techniques: State-of-the-art in photovoltaic applications. Renewable And Sustainable Energy Reviews. India, p. 224-241. 1 jul. 2013.
- [10] DOLARA, A.; FARANDA, R.; LEVA, S.. Energy Comparison of Seven MPPT Techniques for PV Systems. J. Electromagnetic Analysis & Applications. Italy, p. 152-162. 1 set. 2009.
- [11] FARANDA, Roberto; LEVA, Sonia. Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems. Wseas Transactions On Power Systems. Italy, p. 446-455. 1 jun. 2008.
- [12] HAYT JUNIOR, William H.; DURBIN, Jack E. Kemmerly e Steven M.. Análise de Circuitos de Engenharia. 7. ed. Porto Alegre: Mcgraw Hill, 2008. 619 p.
- [13] COELHO, Roberto Francisco. Estudo dos conversores Buck e Boost aplicados ao rastreamento de máxima potência de sistemas solares fotovoltaicos. 2008. 198 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.
- [14] V.AUTIER; MOLCRETTE, V.; ROISSE, H.. Contribution to the determination of the elements of photovoltaic panel (PV) equivalent electric model. Application in the maximal power point (MPP) available analytical expression. Disponível em: <<http://www.icrepq.com/pdfs/AUTIER359.pdf>>. Acesso em: 20 mar. 2014.
- [15] COLLABORATIVE, Pv Performance Modeling. Pvl\_singlediode. Disponível em: <[http://pvpmc.org/pv-lib/functions-by-catagory/pvl\\_singlediode-2/](http://pvpmc.org/pv-lib/functions-by-catagory/pvl_singlediode-2/)>. Acesso em: 20 mar. 2014.
- [16] LINEYKIN, S.; AVERBUKH, M.; KUPERMAN, A., "Five-parameter model of photovoltaic cell based on STC data and

- dimensionless," Electrical & Electronics Engineers in Israel (IEEEI), 2012 IEEE 27th Convention of , vol., no., pp.1,5, 14-17 Nov. 2012.
- [17] SUTHAR, M.; SINGH, G.K.; SAINI, R.P., "Comparison of mathematical models of photo-voltaic (PV) module and effect of various parameters on its performance," Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS), 2013 International Conference on , vol., no., pp.1354,1359, 10-12 April 2013.
- [18] SEDDAOUI, N.; RAHMANI, L.; CHAUDER, A.; KESSAL, A., "Parameters extraction of photovoltaic module at reference and real conditions," Universities' Power Engineering Conference (UPEC), Proceedings of 2011 46th International , vol., no., pp.1,6, 5-8 Sept. 2011.
- [19] SEDRA, Adel S.; SMITH, Kenneth Carless. Microelectronic Circuits. 6. ed. Toronto: Oxford University Press, 2010. 1397 p.
- [20] VILLALVA, M.G.; RUPPERT F, E., "Analysis and simulation of the P&O MPPT algorithm using a linearized PV array model," Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE , vol., no., pp.231,236, 3-5 Nov. 2009.
- [21] PEREIRA, Nilton Mullet; GITZ, Ilton. Análise de Circuitos Elétricos com Aplicações. Porto Alegre: Amgh Editora, 2014. 615 p.
- [22] ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. Fundamentals of Power Electronics. 2. ed. Boulder, Colorado: Kluwer Academic Publishers, 2001. 900 p.
- [23] FANGRUI LIU; SHANXU DUAN; FEI LIU; BANGYIN LIU; YONG KANG, "A Variable Step Size INC MPPT Method for PV Systems," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.55, no.7, pp.2622,2628, July 2008.
- [24] MARCON, Ricardo César. Técnica de rastreamento do MPP para sistemas fotovoltaicos empregando a impedância característica do conversor SEPIC. 2010. 68 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2010.

- [25] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. Conversores CC-CC Básicos Não Isolados. Florianópolis: Edição dos Autores, 2000. 377 p.
- [26] EDUCATION, Pv. Nominal Operating Cell Temperature. Disponível em: <<http://pveducation.org/pvcdrom/modules/nominal-operating-cell-temperature>>. Acesso em: 19 mar. 2014.
- [27] INC, Kyocera Solar. KC200GT. HIGH EFFICIENCY MULTICRYSTAL PHOTOVOLTAIC MODULE. Disponível em: <<http://www.kyocerasolar.com/assets/001/5195.pdf>>. Acesso em: 19 mar. 2014.
- [28] INC., Microchip Technology. PIC18F1320. Disponível em: <<http://www.microchip.com/wwwproducts/Devices.aspx?product=PIC18F1320>>. Acesso em: 03 abr. 2014.
- [29] ELECTRONICS, Magna-power. XR600-9.9. Disponível em: <<http://www.magna-power.com/products/programmable-dc-power-supplies/xr-series#models>>. Acesso em: 31 mar. 2014.
- [30] ELECTRONICS, Magna-power. Photovoltaic Power Profile Emulation (PPPE). Disponível em: <<http://www.magna-power.com/support/download-center#Software>>. Acesso em: 31 mar. 2014.
- [31] TEKTRONIX. MSO 4034 Mixed Signal Oscilloscope. Disponível em: <<http://www.tek.com/datasheet/mso4000-dpo4000/mso4000b-dpo4000b-series-datasheet-0>>. Acesso em: 31 mar. 2014.
- [32] OBANE, H.; OKAJIMA, K.; OZEKI, T.; YAMADA, T.; ISHI, T., "Minimizing mismatch loss in BIPV system by reconnection," Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), 2011 37th IEEE, pp.002406,002411, 19-24 June 2011.
- [33] ABDULAZEEZ, M.; ISKENDER, I., "Simulation and experimental study of shading effect on series and parallel connected photovoltaic PV modules," Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 2011 7th International Conference on, pp.I-28,I-32, 1-4 Dec. 2011.

- [34] BARBI, Ivo. Projetos de fontes chaveadas. 2. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2007. 334 p.
- [35] CASARO, Marcio Mendes; MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. Retificador trifásico isolado com alto fator de potência empregando o conversor CC-CC Zeta no modo de condução contínua. 1996. xvii, 135f. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico Disponível em : <<http://www.bu.ufsc.br/teses/PEEL0437-D.pdf>>. Acesso em : 22 mar. 2014.
- [36] CAMPOS, Fernando de Souza; MARTINS, Denizar Cruz. Estudo do conversor Zeta operando em condução contínua aplicado a correção do fator de potência utilizando o método de controle de corrente por valores médios instantâneos. 1995. xi, 115f. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico Disponível em : <<http://www.bu.ufsc.br/teses/PEEL0402-D.pdf>>. Acesso em : 22 mar. 2014.



## APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO

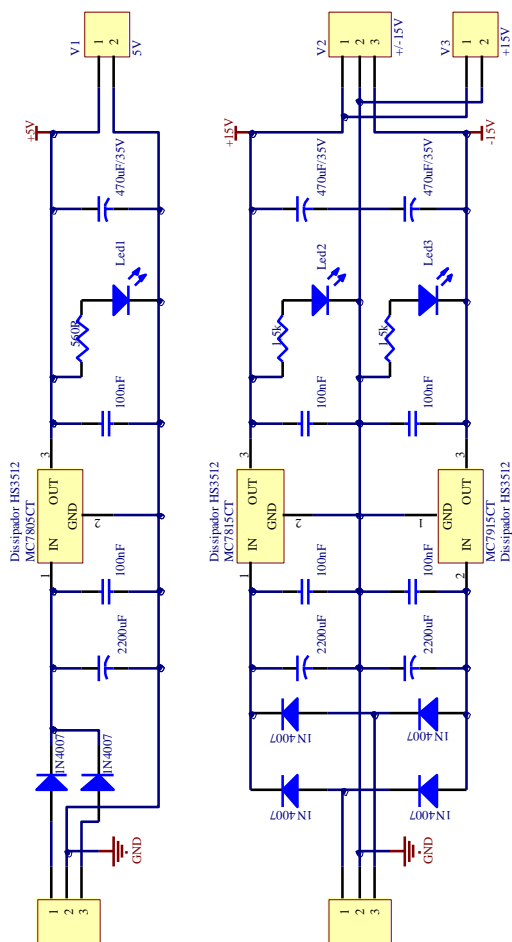


Figura A.1 – Fonte auxiliar.

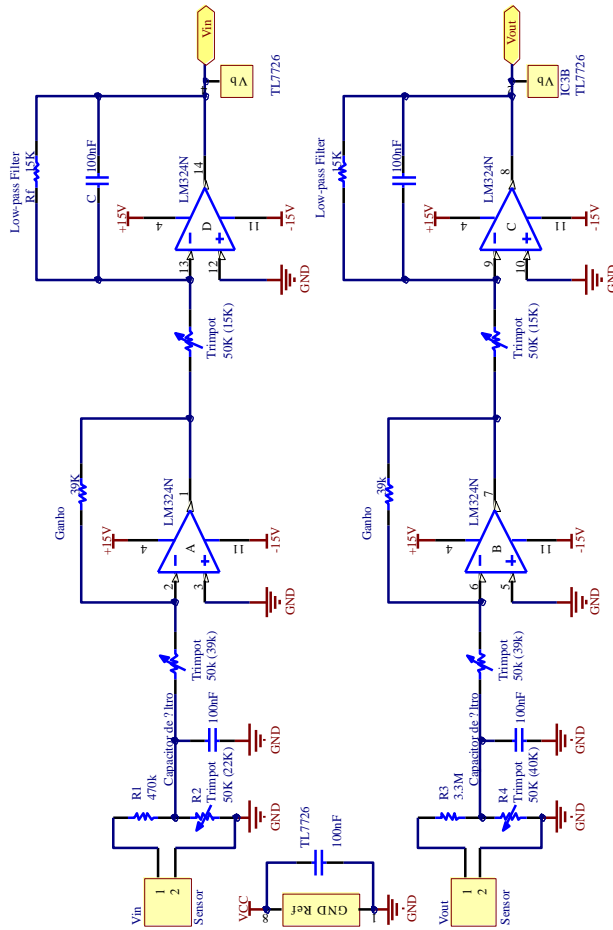


Figura A.2 – Sensores de tensão.



Figura A.3 – Circuito de controle.

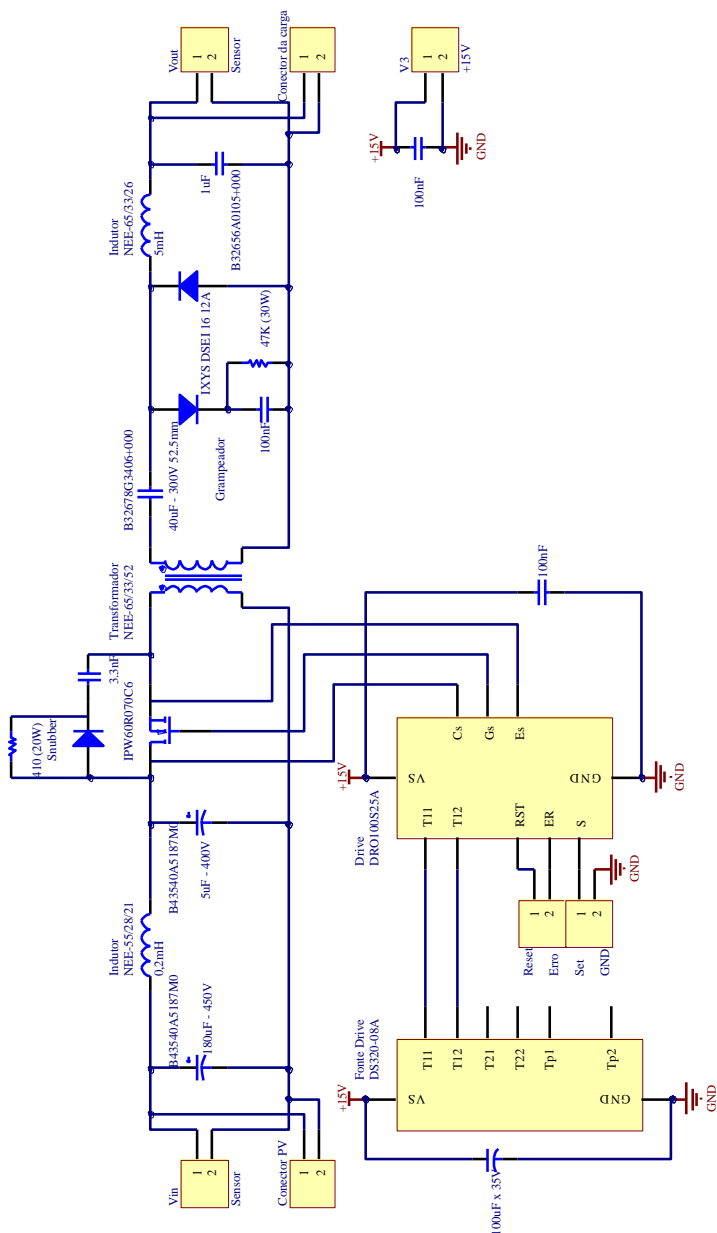


Figura A.4 - Circuito de potência.

## APÊNDICE B – PROJETO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS

Os projetos dos elementos magnéticos do conversor CC-CC Zeta, apresentados neste apêndice, são elaborados conforme [34], [35] e [36].

### B.1 TRANSFORMADOR

O transformador do conversor CC-CC Zeta operando no modo de condução contínua é chamado de transformador porque ocorre o efeito da transformação de energia diretamente da fonte para a carga na primeira etapa de operação, contudo, também nesta etapa, ocorre o efeito de armazenamento de energia proveniente da fonte para ser liberada a carga na segunda etapa de operação, característica de um indutor acoplado. Então este elemento magnético tem função de transformador e de indutor acoplado.

Todas as especificações necessárias para o projeto do transformador estão na Tabela 1.B.

Tabela 1.B – Especificações para o projeto do transformador.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada	$V_{in} = 180 \text{ V}$
Corrente eficaz no interruptor	$I_{sef} = 9,93 \text{ A}$
Indutância magnetizante desejada	$L_m = 0,93 \text{ mH}$
Corrente média na indutância magnetizante	$I_{Lm} = 7,78 \text{ A}$
Ondulação de corrente máxima	$\Delta_{I_{Lm}} = 25 \% = 1,94 \text{ A}$
Corrente de pico na indutância magnetizante	$I_{Lmp} = 8,75 \text{ A}$
Corrente eficaz no capacitor de acoplamento	$I_{caef} = 3,16 \text{ A}$
Razão cíclica para a potência nominal	$D = 0,5$
Frequência de comutação	$f_s = 50 \text{ kHz}$
Relação de espiras	$r = 2,22$
Fator de ocupação da janela	$K_p = 0,5$
Fator de enrolamento	$K_w = 0,5$
Densidade de corrente máxima	$J_{max} = 400 \text{ A/cm}^2$
Densidade de fluxo magnético máximo	$B_{max} = 0,3 \text{ T}$
Permeabilidade magnética do ar	$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$

Variação de densidade de fluxo máxima.

$$\Delta B_{max} = 0,25 B_{max} = 0,075 \text{ T} \quad (\text{B.1})$$

Produto desejado das áreas do núcleo do transformador.

$$A_e A_w = \frac{V_{in} I_{sef} D}{K_p K_w f_s \Delta B_{max} J_{max}} = 23,83 \text{ cm}^4 \quad (\text{B.2})$$

Com base no último cálculo, o produto  $A_e A_w$  do núcleo escolhido deve ser maior do que o produto  $A_e A_w$  do núcleo desejado. Os parâmetros do núcleo escolhido estão na Tabela 2.B.

Tabela 2.B - Núcleo escolhido para o transformador.

Parâmetro	Valor
Fabricante	THORNTON
Modelo	NEE-65/33/39
Área central, interna ao carretel	$A_e = 7,98 \text{ cm}^2$
Área da janela do carretel	$A_w = 3,7 \text{ cm}^2$
Produto das áreas $A_e A_w$	$A_e A_w = 29,53 \text{ cm}^4$
Comprimento médio de uma espira	$l_{esp} = 17,4 \text{ cm}$
Massa do núcleo	$m_{nucleo} = 0,2912 \text{ kg}$
Material	IP12
Perdas magnéticas @ 50 kHz-0,075 T	$P_p = 2,5 \text{ W/kg}$
Resistência térmica do núcleo	$Rt_{nucleo} = 6,57 \text{ K/W}$

Cálculo da energia armazenada no entreferro.

$$E_{max} = \frac{L_m I_{Lmp}^2}{2} = 0,036 \text{ J} \quad (\text{B.3})$$

Cálculo do tamanho do entreferro.

$$l_g = \frac{E_{max} \mu_0}{B_{max}^2 A_e} = 0,623 \text{ mm} \quad (\text{B.4})$$

Número de espiras dos enrolamentos primário e secundário.

$$N_p = \sqrt{\frac{l_g L_m}{\mu_0 A_e}} = 24 \quad (\text{B.5})$$

$$N_s = r N_p = 53 \quad (\text{B.6})$$

Profundidade de penetração e diâmetro do fio condutor.

$$\Delta = \frac{7,5s^{-0,5}cm}{\sqrt{f_s}} = 0,034 \text{ cm} \quad (\text{B.7})$$

$$D_{fio} = 2\Delta = 0,068 \text{ cm} \quad (\text{B.8})$$

Devido à profundidade de penetração, para o melhor aproveitamento do fio condutor este deve ter no máximo o diâmetro calculado. Portanto, o condutor escolhido para os dois enrolamentos é o AWG 23, cujas características estão na Tabela 3.B.

Tabela 3.B - Parâmetros do fio condutor escolhido.

Parâmetro	Valor
Tipo de fio esmaltado	AWG 23
Área de cobre do fio	$S_{fio} = 0,002582 \text{ cm}^2$
Área do fio com isolamento	$S_{fioiso} = 0,003221 \text{ cm}^2$
Resistividade do fio a 100 °C	$\rho_{fio} = 0,000892 \text{ } \Omega/\text{cm}$

Área de cobre necessária para os condutores dos enrolamentos primário e secundário.

$$S_p = \frac{I_{sef}}{J_{max}} = 0,025 \text{ cm}^2 \quad (\text{B.9})$$

$$S_s = \frac{I_{caef}}{J_{max}} = 7,90 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (\text{B.10})$$

Número de fios condutores em paralelo para os enrolamentos primário e secundário.

$$n_{condp} = \frac{S_p}{S_{fio}} = 10 \quad (\text{B.11})$$

$$n_{conds} = \frac{S_s}{S_{fio}} = 3 \quad (\text{B.12})$$

Perdas no cobre para os enrolamentos primário e secundário.

$$P_{cobrep} = \frac{\rho_{fio} N_p l_{esp}}{n_{condp}} I_{sef}^2 = 3,67 \text{ W} \quad (\text{B.13})$$

$$P_{cobres} = \frac{\rho_{fio} N_s l_{esp}}{n_{conds}} I_{caef}^2 = 2,74 \text{ W} \quad (\text{B.14})$$

Perda total no cobre.

$$P_{cobret} = P_{cobrep} + P_{cobres} = 6,41 \text{ W} \quad (\text{B.15})$$

Perda magnética no núcleo.

$$P_{nucleo} = P_p m_{nucleo} = 0,73 \text{ W} \quad (\text{B.16})$$

Elevação da temperatura.

$$\Delta T = (P_{cobret} + P_{nucleo}) R t_{nucleo} = 46,94 \text{ K} \quad (\text{B.17})$$

Possibilidade de execução.

$$Exec = \frac{S_{fioiso} N_p n_{condp} + S_{fioiso} N_s n_{conds}}{K_w A_w} = 0,70 \quad (\text{B.18})$$

Após a confecção do transformador suas principais características são apresentadas na Tabela 4.B.

Tabela 4.B – Resultados obtidos do transformador.

Parâmetro medido	Valor
Indutância magnetizante	$L_m = 0,99 \text{ mH}$
Indutância de dispersão	$L_{disp} = 1,68 \text{ } \mu\text{H}$
Resistência CC do enrolamento primário	$R_{pcc} = 0,02495 \text{ } \Omega$
Resistência CC do enrolamento secundário	$R_{scc} = 0,19475 \text{ } \Omega$

Nota-se que o valor da indutância de dispersão ficou bem abaixo de 1 % do valor da indutância magnetizante.

## B.2 INDUTOR

A metodologia para o projeto do indutor é similar a que foi utilizada para o projeto do transformador.

As especificações estão expostas na Tabela 5.B.

Tabela 5.B – Especificações para o projeto do indutor.

Parâmetro	Valor
Indutância desejada	$L_o = 5,08 \text{ mH}$
Corrente média na indutância	$I_{Lo} = 3,15 \text{ A}$
Ondulação de corrente máxima	$\Delta I_{Lo} = 25 \% = 0,79 \text{ A}$
Corrente de pico na indutância	$I_{Lop} = 3,55 \text{ A}$
Corrente eficaz na indutância	$I_{Loef} = 3,16 \text{ A}$
Frequência de comutação	$f_s = 50 \text{ kHz}$
Fator de utilização da área do núcleo	$K_w = 0,7$
Densidade de corrente máxima	$J_{max} = 400 \text{ A/cm}^2$
Densidade de fluxo magnético máximo	$B_{max} = 0,3 \text{ T}$
Permeabilidade magnética do ar	$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$

Produto desejado das áreas do núcleo do indutor.

$$A_e A_w = \frac{L_o I_{Lop} I_{Loef}}{B_{max} J_{max} K_w} = 6,78 \text{ cm}^4 \quad (\text{B.19})$$

Novamente, o produto  $A_e A_w$  do núcleo escolhido deve ser maior do que o produto  $A_e A_w$  do núcleo desejado. Os parâmetros do núcleo escolhido estão na Tabela 6.B.

Tabela 6.B – Núcleo escolhido para o indutor.

Parâmetro	Valor
Fabricante	THORNTON
Modelo	NEE-55/28/(21+21)
Área central, interna ao carretel	$A_e = 7,08 \text{ cm}^2$
Área da janela do carretel	$A_w = 2,50 \text{ cm}^2$
Produto das áreas $A_e A_w$	$A_e A_w = 17,7 \text{ cm}^4$
Comprimento médio de uma espira	$l_{esp} = 15,9 \text{ cm}$
Massa do núcleo	$m_{nucleo} = 0,218 \text{ kg}$
Material	IP12
Perdas magnéticas @ 50 kHz-0,075 T	$P_p = 2,5 \text{ W/kg}$
Resistência térmica do núcleo	$Rt_{nucleo} = 7,94 \text{ K/W}$

Número de espiras.

$$N_L = \frac{L_o I_{Lop}}{B_{max} A_e} = 85 \quad (B.20)$$

Cálculo do entreferro.

$$l_g = \frac{N_L^2 \mu_0 A_e}{L_o} = 1,26 \text{ mm} \quad (B.21)$$

Profundidade de penetração e diâmetro do fio condutor.

$$\Delta = \frac{7,5s^{-0,5} \text{ cm}}{\sqrt{f_s}} = 0,034 \text{ cm} \quad (B.22)$$

$$D_{fio} = 2\Delta = 0,068 \text{ cm} \quad (B.23)$$

Devido à profundidade de penetração, para o melhor aproveitamento do fio condutor este deve ter no máximo o diâmetro calculado. Desta maneira, o condutor escolhido para o enrolamento é mais uma vez o AWG 23, cujas características são rerepresentadas na Tabela 7.B.

Tabela 7.B – Parâmetros do fio condutor escolhido.

Parâmetro	Valor
Tipo de fio esmaltado	AWG 23
Área de cobre do fio	$S_{fio} = 0,002582 \text{ cm}^2$
Área do fio com isolamento	$S_{fioiso} = 0,003221 \text{ cm}^2$
Resistividade do fio a 100 °C	$\rho_{fio} = 0,000892 \text{ } \Omega/\text{cm}$

Área de cobre necessária para o condutor.

$$S_c = \frac{I_{Loef}}{J_{max}} = 7,90 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (B.24)$$

Número de fios condutores em paralelo.

$$n_{cond} = \frac{S_c}{S_{fio}} = 4 \quad (B.25)$$



Perda no cobre.

$$P_{cobre} = \frac{\rho_{fio} N_L l_{esp}}{n_{cond}} I_{Loef}^2 = 3,01 \text{ W} \quad (\text{B.26})$$

Perda magnética no núcleo.

$$P_{nucleo} = P_p m_{nucleo} = 0,54 \text{ W} \quad (\text{B.27})$$

Elevação da temperatura.

$$\Delta T = (P_{cobre} + P_{nucleo}) R t_{nucleo} = 29,10 \text{ K} \quad (\text{B.28})$$

Possibilidade de execução.

$$Exec = \frac{S_{fioiso} N_L n_{cond}}{K_w A_w} = 0,64 \quad (\text{B.29})$$

Após a confecção do indutor suas principais características são apresentadas na Tabela 8.B.

Tabela 8.B – Resultados obtidos do indutor.

<b>Parâmetro medido</b>	<b>Valor</b>
Indutância	$L_m = 4,99 \text{ mH}$
Resistência CC	$R_{cc} = 0,21495 \Omega$



## APÊNDICE C – PROGRAMA DO MPPT PARA TESTE TEÓRICO

O programa a seguir foi desenvolvido no *software* Dev-C++ 4.9.9.2, este é acessado pelo *software* PSIM Version 9.0 através do recurso de um bloco de função denominado DLL.

Existe a possibilidade de escolha no meio do programa para que o algoritmo funcione com passo fixo ou com passo variável.

```

/* Replace "dll.h" with the name of your header */
#include "dll.h"
#include <windows.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
DLLIMPORT void HelloWorld ()
{
    MessageBox (0, "Hello World from DLL!\n",
        "Hi", MB_ICONINFORMATION);
}
BOOL APIENTRY DllMain (HINSTANCE hInst,
DWORD reason, LPVOID reserved)
{
    switch (reason)
    {
        case DLL_PROCESS_ATTACH:
            break;
        case DLL_PROCESS_DETACH:
            break;
        case DLL_THREAD_ATTACH:
            break;
        case DLL_THREAD_DETACH:
            break;
    }
    /* Returns TRUE on success, FALSE on failure */
    return TRUE;
}

//***** Configurações *****

#include <math.h>

```

```

#include <stdio.h>
__declspec(dllexport) void simuser (t, delt, in, out)

double t, delt;
double *in, *out;

//***** Início do Programa *****

{ //Início
static double Vk=0,Vk_1=0,Dk=0,Dk_1=0.2,Zk=0,Zk_1=0;
static double DeltaV_1=0,DeltaV=0,DeltaV1=0,DeltaV2=0;
static double DeltaZ=0,Variacao=0;
static double step=0,step1=0,step2=0,step3=0;

//***** Condição inicial *****

if(t<1)
{
    Dk=0.5;
}

//***** Leitura da tensão *****

Vk=in[0];

//***** Cálculos *****

DeltaV=Vk-Vk_1;
Zk=((1-Dk)*(1-Dk))/(Dk*Dk);
DeltaZ=Zk-Zk_1;

//***** Variacao=Delta_P/Delta_V *****

if(t>=1)
{

Variacao=((2*Vk)/Zk)-((Vk*Vk*DeltaZ)/(Zk*Zk*DeltaV));

//***** Definição do Passo Fixo *****

```

```
step=0.004;
```

```
//***** Definição do Passo Variável *****
```

```
/*
//Escalonamento do passo
step1=Variacao/7000;
// Tornando o step positivo
if(step1<0) step2=-step1;
if(step1>=0)step2=step1;
// Limitando o step
step3=step2;
//Passo mínimo = Passo fixo
if(step2<=0.004) step3=0.004;
//Passo máximo = 10 vezes maior que o mínimo
if(step2>=0.04) step3=0.04;
step=step3;
*/
```

```
//***** Definição do sentido *****
```

```
if(Variacao>0)
{
    //CORREÇÃO PARTE 1, VALOR ABSOLUTO
    DeltaV1=DeltaV;
    if(DeltaV1<0) DeltaV2=-DeltaV1;
    if(DeltaV1>=0)DeltaV2=DeltaV1;
    //CORREÇÃO PARTE 2, STEP DIFERENCIADO
    if(DeltaV<0)
    {
        if(DeltaV2>2*DeltaV_1) Dk=Dk_1-(2*step);
    }
    //Sentido original
    else
    {
        Dk=Dk_1-step;
    }
    //CORREÇÃO PARTE 3, CORREÇÃO DO SENTIDO

    if(DeltaV>0)
```

```

        {
            if(DeltaV2>2*DeltaV_1) Dk=Dk_1+step;
        }
    }
//*****

    if(Variacao<0)
    {
        Dk=Dk_1+step;
    }
} // if t

//***** Limites da razão cíclica *****

if (Dk>0.9)
{
    Dk=0.9;
}
if (Dk<=0.2)
{
    Dk=0.2;
}

//***** Envio dos dados para as saídas *****

// Somente a razão ciclica é necessária
out[0]=Dk;
out[1]=Dk_1;
out[2]=Variacao;
out[3]=Zk;
out[4]=DeltaZ;
out[5]=step1;
out[6]=step2;
out[7]=step;
out[8]=Vk;
out[9]= DeltaV;
out[10]=DeltaV_1;
out[11]=DeltaV2;

//***** Atualizações das variáveis *****

```

```
Vk_1=Vk;  
Dk_1=Dk;  
Zk_1=Zk;  
DeltaV_1=DeltaV2;  
}//Fim
```

```
//***** Fim do programa *****
```





## APÊNDICE D – PROGRAMA DO MPPT PARA TESTE PRÁTICO

O programa a seguir foi desenvolvido no *software* de programação MPLAB IDE v8.86 e compilado pelo *software* PCWHD Compiler.

A programação para teste real seguiu o mais próximo possível da programação para simulação, apenas alterando o essencial para implementação no microcontrolador, conforme observado a seguir.

Novamente há a possibilidade de escolha no meio do programa para que o algoritmo funcione com passo fixo ou com passo variável.

```
#include "mpp5.h"
#include "lcd_optimo.c"

//***** Declaração de variáveis *****

float Vk=0, Vk_1=0, Zk=0, Zk_1=0, Dk=0.2, Dk_1=0;
float Delta_V=0, Delta_Z=0;
float Dkmin=0.2, Dkmax=0.9, step=0, Variacao=0;
int16 r_a=0;
long int clcd=0, flag=0;
int8 duty;

//***** Configurações *****

void main()
{
    //(1|8|0)definidos em .h
    setup_adc_ports(sAN0|sAN3|VSS_VDD);
    //2|24
    setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_32|ADC_TAD_MUL_6);
    //Sem What Dog
    setup_wdt(WDT_OFF);
    //0
    setup_timer_0(RTCC_INTERNAL);
    //0
    setup_timer_1(T1_DISABLED);
    //timer 2 = (1/20000000)*4*1*100 = 20us(f=50khz)
    setup_timer_2(T2_DIV_BY_1, 100, 1);
```

```

//0|0
setup_timer_3(T3_DISABLED|T3_DIV_BY_1);
//128|12, Configura CCP1
setup_ccp1(CCP_PWM_HALF_BRIDGE|CCP_PWM_H_H);
//Definido em .h False=0
setup_oscillator(False);
//Port B saída
set_tris_b(0b00000000);
//Definido em lcd_optimo.c, inicialização do LCD
lcd_ini();

//***** Início do Programa *****

printf(lcd_escreve, "\f MPPT \n PASSO FIXO");
delay_ms(1000);
printf(lcd_escreve, "\f CONVERSOR ZETA \n");
delay_ms(1000);
while(TRUE)
{

//***** Condição inicial *****

    if(flag<=100)
    {
        Dk=Dk_1+0.004;
        flag=flag+1;
    }

//***** Escrita do LCD *****

    if(clcd==4)
    {
        printf(lcd_escreve, "\f Variacao=% 1.3f \n Dk=% 1.5f",
            Variacao, Dk);
        delay_us(512);
        clcd=0;
    }
    clcd=clcd+1;

//***** Taxa de amostragem *****

```

```

delay_ms(100);

//***** Leitura da tensão *****

set_adc_channel(0);
delay_us(20);
r_a = read_adc();
Vk=(164.5/1023)*r_a;

//***** Cálculos *****

Delta_V = Vk - Vk_1;
Zk=((1-Dk)*(1-Dk))/(Dk*Dk);
Delta_Z = Zk - Zk_1;

//***** Variacao=Delta_P/Delta_V *****

if(flag>100)
{
Variacao=(((2*Vk)/Zk)-((Vk*Vk*Delta_Z)/(Zk*Zk*Delta_V)));

//***** Definição do Passo Fixo *****

step=0.004;

//***** Definição do Passo Variável *****

/*
//Escalonamento do passo
step1=Variacao/(7000);
//Tornando o passo positivo
if(step1<0) step2=-step1;
if(step1>0) step2=step1;
//Limitando o passo
step3=step2;
//Passo mínimo=Passo fixo
if(step2<0.004) step3=0.004;
//Passo máximo=10 vezes maior que o mínimo

```

```

        if(step2>0.04) step3=0.04;
        step=step3;
        */

//***** Definição do sentido *****

        if(Variacao>0)
        {
            Dk=Dk_1-step;
        }
        if(Variacao<0)
        {
            Dk=Dk_1+step;
        }
    }//if flag

//***** Limites da razão cíclica *****

        if (Dk>Dkmax) Dk=Dkmax;
        if (Dk<Dkmin) Dk=Dkmin;

//***** Configuração do PWM *****

        duty=Dk*100;
        set_pwm1_duty(duty);

//***** Atualizações das variáveis *****

        Vk_1 = Vk;
        Zk_1 = Zk;
        Dk_1 = Dk;
    }//while
}//void

//***** Fim do programa *****

```